

Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей

Издательство «Радио и связь»



Основана в 1947 году
Выпуск 1169

Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей

Сборник статей

КНИГА ЧЕТВЕРТАЯ



Москва
«Радио и связь» 1991

ББК 32.84
К65
УДК 621.396.6

Составители: А. В. Гороховский, В. В. Фролов

К 65 **Конструкции** советских и чехословацких радиолюбителей: Сб. статей/Состав.: А. В. Гороховский, В. В. Фролов — Кн. 4.— М.: Радио и связь, 1991.— 208 с.: ил.—(Массовая радиобиблиотека. Вып. 1169).
ISBN 5-256-00899-4.

Приведены описания лучших конструкций, изготовленных советскими и чехословацкими радиолюбителями. Даны указания по их сборке и наладке. Третья книга вышла в 1987 г. Настоящая книга создана в результате сотрудничества издательств «Радио и связь» (СССР) и СНТЛ (ЧСФР).
Для широкого круга радиолюбителей.

К $\frac{2302020000-124}{046(01)-91}$ **47-91** ББК 32.84

ISBN 5-256-00899-4

УДК 681.846.7

КАТУШЕЧНЫЙ СТЕРЕОМАГНИТОФОН-ПРИСТАВКА

Валентин Лексин и Виктор Лексин (СССР)

Высокое качество работы магнитофона обычно достигается при скорости движения магнитной ленты, равной 19,05 см/с. Однако этот способ не всегда оправдан, так как через 6...12 месяцев эксплуатации аппарата наблюдается значительный износ магнитных головок и других элементов лентопротяжного механизма (ЛПМ). В результате реальные сквозные характеристики аппарата заметно снижаются. Замена износившихся магнитных головок связана с трудоемкой работой по выставлению их по высоте и углу наклона рабочего зазора, а также с регулировкой токов подмагничивания ($I_п$) и записи ($I_з$) и чувствительности усилителя воспроизведения (УВ).

Чтобы существенно снизить износ механических узлов, авторы поставили задачу разработать такие электронные узлы для стереоприставки, которые обеспечили бы высокие электрические параметры сквозного тракта при скорости движения ленты 9,53 см/с.

Описываемый стереомагнитофон-приставка выполнен на базе ЛПМ катушечной магнитофонной приставки «Нота-304» (можно использовать и другие ЛПМ). Основные электронные узлы представляют собой отдельные функциональные модули. Использование модулей с соединителями облегчает предварительную регулировку, обеспечивает быстрый поиск неисправностей при ремонте, позволяет с минимальными затратами проводить модернизацию приставки.

Основное внимание при разработке модулей было уделено легкости настройки при достижении качественных характеристик сквозного тракта. Модули совместимы друг с другом по уровням входных и выходных сигналов, по значениям входных и выходных сопротивлений. Использование большого петлевого усиления транзисторного УВ и микросхем операционных усилителей (ОУ) в остальных каскадах, а также резисторов и конденсаторов с допускаемым отклонением от номинальных значений $\pm 5\%$ в частотозадающих цепях позволило практически избавиться от необходимости регулировки амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) соответствующих каскадов и повысить стабильность их работы.

Наиболее качественные современные магнитофоны изготавливаются с использованием электронных ключей, что позволяет разместить коммутируемые цепи непосредственно в соответствующих модулях и тем самым устранить паразитные наводки, повысить надежность аппарата, уменьшить число громоздких жгутов с

экранированными проводами. В предлагаемой конструкции используются и механические переключатели, но недостатки, присущие им, практически не проявляются. Объясняется это тем, что переключатели применяются только для коммутации сигналов, поступающих с низкоомных выходов узлов, и постоянных напряжений, управляющих герконовыми реле в УВ и электронными переключателями, расположенными непосредственно в соответствующих модулях.

В приставке применена универсальная магнитная головка, но используются раздельные УВ и усилитель записи (УЗ). Как в режиме записи, так и воспроизведения имеется возможность визуального контроля уровня стереосигнала с помощью комбинированного измерителя среднего и квазипикового уровней (ИУ), а также слухового контроля с помощью стереотелефонов. Уровень записи регулируется раздельными для каждого стереоканала регуляторами. Имеется возможность работы в монофоническом четырехдорожечном варианте.

Технические характеристики приставки:

Скорость движения ленты, см/с	9,53
Номинальная чувствительность микрофонного усилителя записи, мВ	2,7
Номинальная чувствительность универсального усилителя записи, мВ	390
Входное сопротивление микрофонного усилителя, Ом	750
Входное сопротивление универсального входа записи, кОм	510
Запас по чувствительности усилителя записи, дБ	8
Запас по перегрузке входного уровня сигнала записи, дБ	20
Уровень сигнала линейного выхода, В	0,5
Выходное сопротивление линейного выхода, Ом	8
Уровень сигнала телефонного выхода на нагрузке с внутренним сопротивлением 8 Ом, В	0,25
Выходное сопротивление телефонного выхода, Ом	8
Регистрируемые значения ИУ:	
среднего, %	10...160
квазипикового, дБ	+1, +3, +5
Время интеграции ИУ, мс:	
среднего	180
квазипикового	5
Время обратного хода, с	1,7
Параметры сквозного тракта (при использовании магнитной ленты типа А4409-6Б и универсальных магнитных головок типов 6Д24Н.1 0, 6Д24Н.4 0 и 6Д24Н.5 0):	
полоса рабочих частот, кГц	0,02(—3 дБ) ...18(—6 дБ)
уровень взвешенного (кривая «МЭК-А») шума $N_ш$, дБ	—57...—60
коэффициент искажений по третьей гармонике, %	0,7...1,3

Усилитель воспроизведения. При разработке УВ особое внимание было уделено минимизации шумов усилителя при сохранении достаточно высокого входного сопротивления. Последнее, хотя и противоречит условию минимизации шума, необходимо для предотвращения спада АЧХ на высоких частотах, особенно в том случае, когда индуктивность магнитной головки относительно велика. При малом входном сопротивлении УВ требуется дополнительная высокочастотная коррекция, ухудшающая шумовые характеристики канала воспроизведения.

О шумах канала воспроизведения и путях их снижения подробно рассказано в [1, 5], поэтому остановимся только на некоторых результатах исследований, проведенных в процессе разработки описываемого устройства.

При замкнутом накоротко входе УВ шумы, как известно, создаются практически только генератором шумовой ЭДС транзистора входного каскада. Измеренное в экспериментах напряжение этой составляющей шума у транзисторов серии КТ3102Д при токе эмиттера примерно 40 мкА и напряжении между эмиттером и коллектором около 2,7 В в полосе частот 20 Гц...18 кГц оказалось равным 0,7 мкВ. При подключении магнитной головки начинают сказываться токовая составляющая шумов транзистора и тепловая составляющая шумов входной цепи, при этом их значения тем большие, чем выше активная и реактивная составляющие комплексного сопротивления источника сигнала. Из сравнения зависимости коэффициента шума F транзисторов серии КТ3102Д и КТ3102Е от тока эмиттера в области микротоков [4] видно, что в общем случае при наиболее часто встречающихся значениях сопротивлений источников сигнала первые позволяют получить меньший уровень шума. Это подтвердили и эксперименты. Так, с магнитной головкой 6Д24Н.40 и транзисторами серии КТ3102Д во входном каскаде относительный уровень шума оказался в среднем на 1 дБ ниже, чем с транзисторами типа КТ3102Е.

Дополнительно снизить уровень шума можно, включив во входном каскаде параллельно n транзисторов. Такое включение дает максимальный выигрыш по шумам, равный $\sqrt{n}$ при коротком замыкании на входе. Однако одновременно в n раз уменьшается входное сопротивление, поэтому на практике больше двух транзисторов обычно не включают.

При подсоединении магнитной головки выигрыш по шумам, достигнутый параллельным включением транзисторов, естественно, снижается, и тем значительнее, чем больше модуль ее полного сопротивления. Однако, если учитывать шум не во всем рабочем диапазоне частот, а только в области наибольшей чувствительности слуха (0,5...5 кГц), где модуль полного сопротивления не превосходит нескольких килоом, реальный выигрыш по шумам при двух параллельно включенных транзисторах получается около 2 дБ (измерено с взвешивающим фильтром «МЭК-А»). Это немало, если учесть, что примерно на такое значение отличаются нормы на этот параметр магнитофонов соседних классов.

Исследования показали, что наилучшие характеристики УВ получаются в том случае, если его входной каскад оптимален по отношению сигнал-шум, а необходимую коррекцию АЧХ осуществить в следующих за ним каскадах. Применяемая довольно часто коррекция АЧХ частотно-зависимой отрицательной обратной связи (ООС), вводимой в цепь эмиттера транзистора входного каскада, нежелательна. Эксперименты с частотно-зависимой ООС, охватывающей входной каскад УВ, показали, что даже при ее глубине всего в 10 дБ отношение сигнал-шум уменьшается почти на 3 дБ (измерялось с взвешивающим фильтром).

Наиболее соответствующим для частотно-корректированной части УВ является двухкаскадный усилитель с большим исходным усилением. В этом случае возможно получить глубокую ООС, обеспечивающую требуемую глубину коррекции на низких частотах, малые нелинейные искажения и хорошую повторяемость АЧХ, которая определяется практически лишь параметрами внешних пассивных элементов.

Принципиальная схема разработанного УВ приведена на рис. 1.

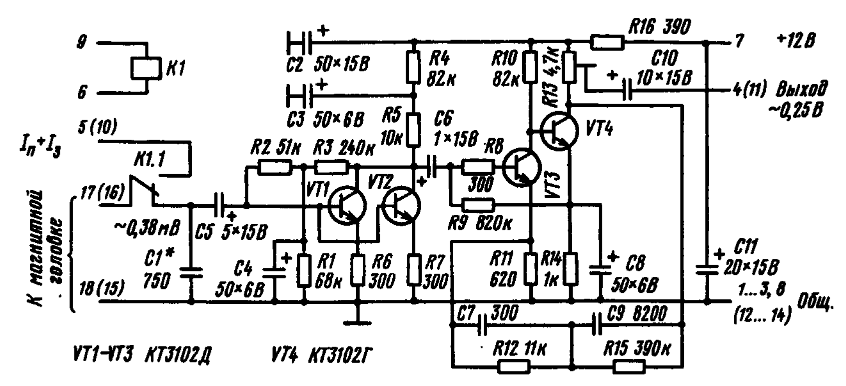


Рис. 1

Технические характеристики УВ:

Номинальное выходное напряжение, мВ	250
Относительный уровень собственных шумов (измеренный с взвешивающим фильтром, имеющим АЧХ «МЭК-А»), дБ	—67
Чувствительность на частоте 400 Гц, мВ	0,38
Постоянная времени τ_1, мкс	90(v= =9,53 см/с)
Номинальное напряжение питания, В	12
Потребляемый ток, мА	1,5

Во входном каскаде усилителя (VT1, VT2) применены транзисторы со статическим коэффициентом передачи тока $h_{21э}$ около 140 при токе коллектора 43 мкА. Для стабилизации режима работы по постоянному току использована параллельная ООС, напряжение которой снимается с коллекторов транзисторов и подается в цепи их баз. Такая стабилизация эффективна при достаточно большом сопротивлении резистора в цепи коллектора (в данном случае R4). Одновременно обеспечиваются микротоковый режим работы транзисторов VT1, VT2 и хорошая фильтрация помех в цепи питания (резистор R4 вместе с конденсатором C3 образует эффективный развязывающий фильтр). Выравниванию режимов транзисторов по постоянному току способствует введение в их эмиттерные цепи резисторов R6 и R7.

Входное сопротивление каждого из транзисторов VT1, VT2 определяется соотношением $R_{вх} \approx h_{21э}(r_э + R_э)$, где $R_э$ — сопротивление резистора в цепи эмиттера (R6, R7). При комнатной температуре дифференциальное сопротивление эмиттера $r_э = m\varphi_т / I_э$, где $\varphi_т = 26$ мВ — температурный потенциал; $I_э$ — ток эмиттера в мА; $m = 1...2$ — коэффициент, зависящий от материала полупроводника, технологии изготовления и тока эмиттера. У маломощных кремниевых эпитаксиально-планарных транзисторов серии КТ3102 (как и у транзисторов серии КТ315) измеренные значения сопротивления $r_э$ при токах эмиттера 3; 2; 1; 0,5; 0,12 и 0,043 мА оказались соответственно равными 16,7; 20,8; 34; 62,5; 136; 220 и 700 Ом. Зависимости от напряжения между эмиттером и коллектором в пределах 1...7 В не наблюдалось.

В рассматриваемом устройстве (с учетом уменьшения входного сопротивления вдвое из-за параллельного соединения транзисторов VT1 и VT2) расчетное значение $R_{вх}$ равно примерно 70 кОм. Введение конденсатора C4 и ограничение сопротивления резистора R2 до 51 кОм позволили снизить $R_{вх}$ до оптимального значения и исключить ООС по напряжению звуковой частоты.

Коэффициент усиления первого каскада $K_{1,2}$ на транзисторах VT1 и VT2 можно найти из выражения $K_{1,2}=S_э R_{н.э}$, где $S_э$ — эквивалентная крутизна активного элемента (для одного транзистора $S'_э=1/(r_э+R_э)=1$ мА/В, для двух $S_э=2S'_э=$ $=2$ мА/В); $R_{н.э}$ — эквивалентное сопротивление нагрузки каскада в кОм. Пренебрегая высокоомным резистором R3 по сравнению с резистором R5, значение $R_{н.э}$ можно определить по формуле $R_{н.э}=R5R_{вх3}/(R5+R_{вх3})$, где $R_{вх3}$ — входное сопротивление каскада на транзисторе VT3. Благодаря использованию этого транзистора также в микротоковом режиме и введению последовательной ООС по току (R11) входное сопротивление каскада существенно превосходит сопротивление резистора R5, поэтому $R_{н.э}\approx R5=10$ кОм. Отсюда $K_{1,2}\approx 20$.

Следует отметить, что при выбранном напряжении 2,7 В между эмиттером и коллектором входной каскад достаточно линеен и имеет хороший запас по перегрузке. При прослушивании музыкальных программ амплитуда выходного напряжения первого каскада не превышает нескольких десятков милливольтов.

Коэффициент усиления $K_{3,4}$ каскада на транзисторах VT3, VT4 (без ООС) равен произведению коэффициентов усиления составляющих его ступеней. Первый из них — $K_3=R_{н.эVT3}/(r_{эVT3}+R11)$, второй — $K4=R13/r_{эVT4}$. Здесь $R_{н.эVT3}=R_{вх4}R10/(R_{вх.4}+R10)$ — эквивалентное сопротивление нагрузки ступени на транзисторе VT3; $R_{вх4}\approx r_{эVT4}h_{21эVT4}$ — входное сопротивление ступени на транзисторе VT4. Подставив в эти соотношения значения сопротивлений $r_{эVT3}$ и $r_{эVT4}$, равные при выбранных токах эмиттеров ($I_{эVT3}=0{,}12$, $I_{эVT4}=1$ мА) соответственно 220 и 34 Ом, и $h_{21эVT4}=700$ (таков средний статистический коэффициент передачи тока транзисторов серий КТ3102Г, КТ3102Е при токе эмиттера 1 мА [4]), получаем $K_3\approx 22$, $K_4\approx 138$, $K_{3,4}=3036$ (70 дБ).

Применение частотной коррекции со стандартизованными постоянными времени τ_1 снижает уровень наиболее неприятных для слуха средне- и высокочастотных составляющих шума на 10...13 дБ. При чувствительности 0,38 мВ и выходном напряжении 0,25 В необходимое усиление корректирующего каскада на частоте 400 Гц должно быть равно: $K_{3,4}=U_{вых}/U_{вх}K_{1,2}\approx 33$ (30,5 дБ). Следовательно, при охвате каскада цепью частотно-зависимой ООС глубина последней будет около 40 дБ на частоте 400 Гц и еще больше на более высоких частотах. С учетом местной ООС через резистор R11 это обеспечивает малые нелинейные искажения, хорошую повторяемость АЧХ на низких и средних частотах и достаточный ее подъем на частотах до 30...20 Гц.

Вследствие большой глубины ООС на средних частотах (6...8 кГц) можно считать, что коэффициент усиления корректирующего каскада в области этих частот целиком определяется отношением сопротивлений резисторов цепи ООС. При $\tau_1=90$ мкс $K_{3,4}=1+R12/R11\approx 17{,}7$ (25 дБ), т. е. даже больше требуемого (17,6 дБ) усиления на этих частотах. Такой запас необходим для компенсации потерь, вызванных разбросом параметров примененных элементов, включая маг-

нитную головку. Номинальный уровень выходного сигнала на частоте 400 Гц устанавливают подстроечным резистором R13 при воспроизведении измерительной ленты. Если чувствительность магнитной головки существенно больше или меньше 0,38 мВ, необходимо пропорционально увеличить или уменьшить сопротивление резистора R11.

Амплитудно-частотная характеристика описываемого УВ, снятая при подаче на его вход синусоидальных сигналов (по схеме рис. 2), изображена на рис. 3 На частотах выше 0,4 кГц выходной сигнал измерительного генератора G1 устанавливался 380 мВ, ниже этой частоты — на 20 дБ меньше (при построении АЧХ эта разница учитывалась).

Постоянная времени τ_2=3180 мкс определяется параметрами элементов R15 и C9. Она соответствует частоте 0,05 кГц, на которой отклонение АЧХ от прямой с наклоном —6 дБ на октаву, проходящей через точку 0,4 кГц, равно —3 дБ. Постоянная времени τ_1=R12C9=90 мкс, что соответствует частоте около 1,77 кГц, на которой превышение уровня сигнала равно +3 дБ по отношению к его уровню на средних частотах (горизонтальная штриховая линия — 13 дБ).

Дополнительный подъем АЧХ на высоких частотах, необходимый для компенсации щелевых и частотных потерь в магнитной головке, создается настройкой на высшую частоту рабочего диапазона контура, образованного магнитной головкой и конденсатором C1. Частота настройки контура 18 кГц. Подъем АЧХ таким способом примерно 4...6 дБ и определяется сопротивлением резистора R2.

Все детали УВ (для стереофонического варианта) смонтированы на печатной плате (рис. 4), изготовленной из двустороннего фольгированного стеклотекстолита. Фольга со стороны установки деталей использована в качестве общего провода-экрана. Отверстия под выводы деталей с этой стороны платы раззёнкованы сверлом диаметром 2 мм, заточенным под углом 90°. Двумя концентрическими кружками обозначены отверстия, через которые проходят проволочные перемычки, соединяющие печатные проводники с общим проводом.

Плата рассчитана на установку постоянных резисторов типа МЛТ-0,125, подстроечных резисторов СП3-22б, керамических конденсаторов КМ-5б и КМ-6б, элек-

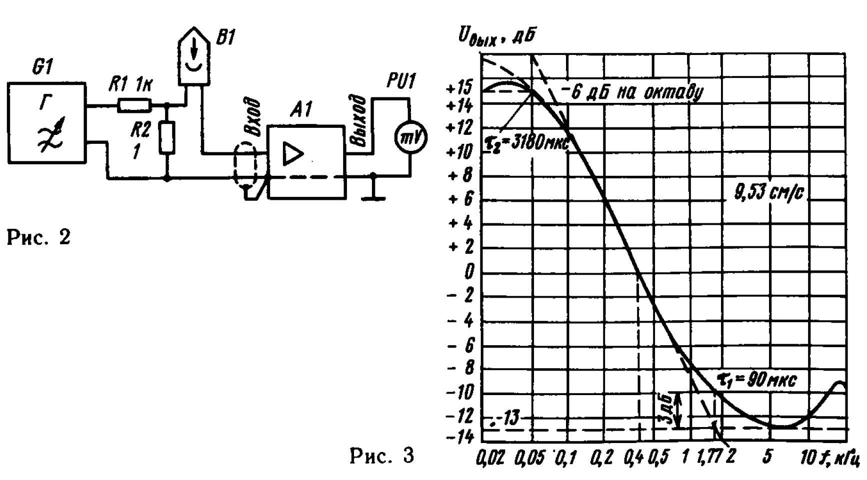
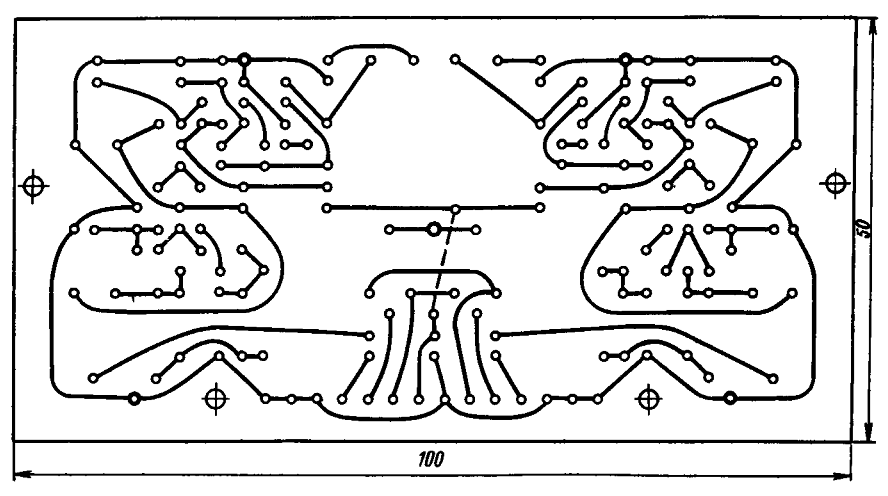


Рис. 2

Рис. 3



Выход левый
$I_п + I_з$
Обмотка К1, К1'
+12 В
Обмотка К1, К1'
$I'_п + I'_з$
Выход правый

1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14

18 17 16 15

Рис. 4

К магнитной головке

тролитических конденсаторов К50-6 (К50-16) и штепсельной части соединителя МРН-14-1. Конденсаторы и резисторы корректирующих цепей должны быть с допускаемым отклонением от номиналов ±5 %, причем конденсаторы необходимо взять с нормируемым ТКЕ (группы М47, М75, М750, М1500).

Во избежание самовозбуждения усилителя на инфранизких частотах не следует увеличивать емкость конденсатора С6 против указанного на схеме значения. Для снижения флуктуационных шумов, вызванных токами утечки, номинальное напряжение электролитических конденсаторов С5, С5', С6, С6' должно быть не менее 15 В.

Для переключения универсальной магнитной головки со входа УВ на выход УЗ применены герконовые реле типа РЭС-55А (паспорт РС4.569.602).

В режиме воспроизведения обмотки реле К1 и К1' (они соединены параллельно) обесточены, в режиме записи на них подают напряжение 12 В (потребляемый обоими реле ток не превышает 65 мА).

Собранный усилитель желательно поместить в экран, изготовленный из листовой латуни или дюралюминиевого сплава (для его крепления в плате предусмотрены два отверстия).

Налаживание усилителя несложно и сводится в основном к коррекции АЧХ на высоких частотах подбором конденсаторов С1, С1' и установке номинальных выходных напряжений подстроечными резисторами R13, R13'. При использовании в корректирующих цепях элементов с допускаемым отклонением от номиналов не более ±5 % подстройки АЧХ на средних и низких частотах не требуется.

Усилитель записи. Как известно, в большинстве промышленных магнитофонов сигналы при записи от различных источников программ вначале ослабляются резистивными делителями до уровня чувствительности микрофона, а затем усиливаются микрофонным усилителем. Для высококачественного аппарата такое построение УЗ неоправданно: удешевление вследствие применения общего микрофонного усилителя и упрощения коммутации ведет к усложнению схемы микрофонного усилителя и повышенному уровню шумов и наводок. К тому же большинство любителей магнитной записи либо вовсе не записывают фонограммы с применением микрофона, либо делают это крайне редко, так как записать в любительских условиях высококачественную фонограмму от микрофона практически невозможно. С учетом этого и построен предлагаемый записывающий тракт. С целью минимизации шумов в нем применены раздельные предварительные усилители (один — для усиления сигналов от микрофона, другой — от всех остальных источников). Оба усилителя выполнены на ОУ, что позволило существенно снизить нелинейные искажения при достаточно высокой перегрузочной способности, а также исключить проникание на вход помех по цепям питания (в усилителях на транзисторах они попадают на вход через цепи смещения). Включение на выходе активного ФНЧ 3-го порядка заметно снизило уровень наводок на входные цепи, в частности с частотой подмагничивания.

Основные технические характеристики блока предварительного усиления:

Микрофонный вход:
  входное напряжение, мВ:
    номинальное . . . . / 2,7
    минимальное 1,04

входное сопротивление, Ом	750
Универсальный вход:	
входное напряжение, мВ:	
номинальное	390
минимальное	157
входное сопротивление, кОм	510
Выходное напряжение, В:	
номинальное	0,25
максимальное	2,5
Коэффициент гармоник, %, не более	0,05
Отношение сигнал-шум (взвешенное по кривой «МЭК-А») со входа, дБ:	
микрофонного	70
универсального (при коротком замыкании входа)	100
Частота среза ФНЧ, кГц	25
Крутизна спада АЧХ, дБ, на октаву	18
Выходное сопротивление, Ом	50
Минимальное сопротивление нагрузки, кОм	4

Принципиальная схема блока предварительного усиления канала записи приведена на рис. 5. Усилитель сигналов от микрофона выполнен на малошумящих ОУ микросхемы А1, от остальных источников программ — на ОУ микросхемы А2. Благодаря высокому входному сопротивлению и большому диапазону допустимых входных напряжений на универсальный вход можно подавать сигналы практически от любого используемого в высококлассной аппаратуре источника.

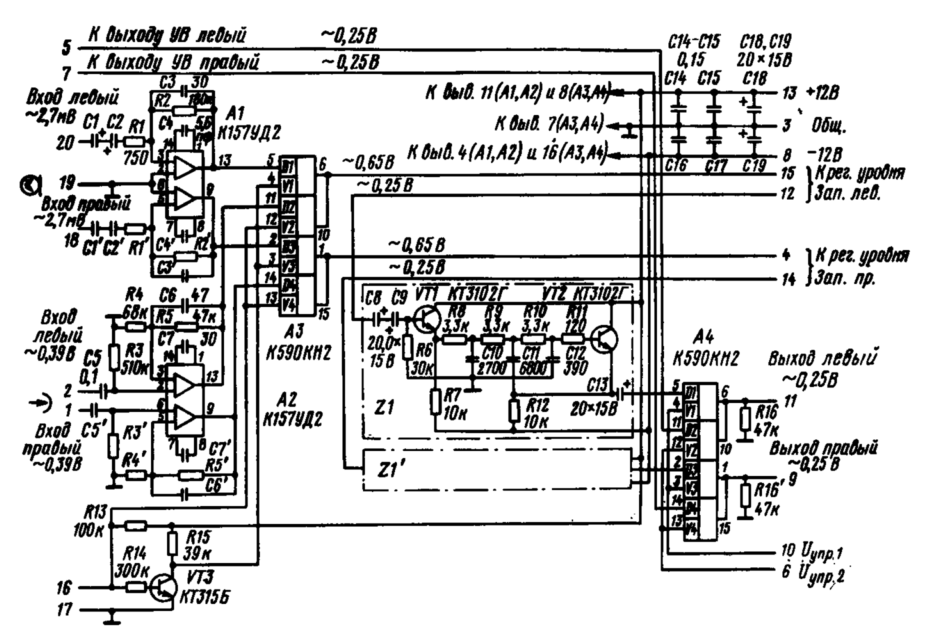


Рис. 5

Выбранные электронным переключателем А3 усиленные стереофонические сигналы подаются на регуляторы уровня записи, а с них — на входы эмиттерных повторителей (VT1, VT1'), входящих в состав ФНЧ Z1 и Z1'. Фильтры низкой частоты выполнены на транзисторах VT2, VT2' и представляют собой фильтры Баттерворта 3-го порядка. С выходов ФНЧ сигналы левого и правого каналов поступают (через электронный переключатель А4) на оконечный усилитель записи.

Для получения наилучшего отношения сигнал-шум Международная электротехническая комиссия (МЭК) рекомендует выбирать входное сопротивление микрофонного усилителя $R_{вх}$ из условия $R_{вх}=3R_{м}$, где $R_{м}$ — номинальное сопротивление микрофона. Описываемый микрофонный усилитель рассчитан на работу со стереофоническим микрофоном МД-52Б-СН, сопротивление $R_{м}$ которого равно 250 Ом. По этой причине сопротивление резисторов R1, R1', определяющих входное сопротивление микрофонного усилителя, выбрано равным 750 Ом.

Чувствительность микрофона МД-52Б-СН на холостом ходу равна 1, 2 мВ/Па. При работе на нагрузку сопротивлением 750 Ом она снижается до 0,9 мВ/Па. Исходя из этого, а также учитывая тот факт, что для работы с микрофонами ближнего действия чувствительность усилителя следует рассчитывать при звуковом давлении 3 Па (104 дБ), значение этого параметра выбрано равным 2,7 мВ.

При коэффициенте усиления $K_{A1}=-R2/R1=-240$ (усилитель инвертирующий) номинальное выходное напряжение равно 650 мВ. Поскольку максимальное выходное напряжение ОУ (эффективное значение) обычно составляет не менее половины напряжения питания, запас по перегрузке в данном случае достигает 20 дБ, что значительно больше рекомендуемого МЭК (10 дБ) для микрофонных усилителей бытовой радиоаппаратуры. Запас по чувствительности при выбранном номинальном выходном напряжении предварительного УЗ 250 мВ равен 8 дБ. Это обеспечивает запись сигналов с уровнем в 2,5 раза меньше номинального, что также соответствует рекомендации МЭК.

Номинальное напряжение на выходе усилителей, собранных на ОУ микросхемы А2, также выбрано равным примерно 650 мВ. При коэффициенте усиления $K_{A2}=1+R5/R4\approx1{,}7$ это соответствует номинальному входному напряжению около 390 мВ. Запасы по перегрузке и по чувствительности в этом канале усиления примерно такие же, как и в микрофонном, что позволяет записывать с высоким качеством программы от любого источника сигналов.

Номинальное входное напряжение 390 мВ соответствует типовой чувствительности пьезокерамического звукоснимателя, составляющей 50...70 мВ·с/см на нагрузке сопротивлением 1 мОм [2]. На нагрузке 510 кОм чувствительность снижается примерно в 1,08 раза и в среднем равна 56 мВ·с/см. Так как по ГОСТ 5289—73 номинальная амплитуда колебательной скорости на стереофонических грампластинках равна 7 см/с (на монофонических — 10 см/с), то номинальное входное напряжение 390 мВ соответствует типовому уровню сигнала на выходе пьезокерамического звукоснимателя.

Для соединения с микрофоном использован соединитель ОНЦ-ВГ-8/16-Р. В исходном (показанном на схеме) состоянии транзистор VT3 закрыт, так как напряжение смещения на его базу не поступает (точка соединения резисторов R13, R14 соединена с общим проводом контактами 6, 7 соединителя). Напряжение на управляющих входах V1, V3 микросхемы А3 соответствует высокому уровню, на входах V2, V4 — низкому уровню, поэтому к регуляторам уровня записи

подключены выходы ОУ микросхемы А2, и на выход блока поступают усиленные сигналы источника, подключенного к универсальному входу. При включении штекера микрофона в гнездо контакты 6, 7 соединителя размыкаются и транзистор VT3 открывается. В результате уровни логических сигналов на управляющих входах микросхемы А3 меняются местами, поэтому к регуляторам уровня подключаются выходы микрофонного усилителя.

Электронные ключи микросхемы А4 переключаются при одновременной смене логических уровней на управляющих входах V1, V3 и V2, V4: при подаче на входы V1, V3 высокого уровня, а на входы V2, V4 низкого уровня к выходу блока подключаются УВ, при перемене уровней местами — предварительные УЗ.

В оконечном УЗ, формирующем требуемую АЧХ канала, также использованы ОУ. Это обеспечивает хорошую повторяемость АЧХ (она определяется только внешними RC-цепями) и достаточную перегрузочную способность УЗ. Применение относительно высокоомной токостабилизирующей цепи позволило уменьшить непостоянство тока записи в рабочем диапазоне частот и отказаться от дополнительной коррекции АЧХ на высоких частотах. Благодаря большому сопротивлению этой цепи и малому динамическому выходному сопротивлению ОУ в значительной мере уменьшена опасность проникания на выход усилителя сигнала с частотой подмагничивания, в связи с чем в фильтрах-пробках оказалось возможным использовать катушку с относительно невысокой добротностью.

Основные технические характеристики УЗ:

Номинальное входное напряжение, В	0,25
Запас по перегрузке на средних частотах рабочего диапазона, дБ, не менее	12
Входное сопротивление, кОм	51

При использовании пермаллоевых магнитных головок номинальный ток записи $I_з \approx 0,075...0,1$ мА.

Принципиальная схема одного из каналов оконечного УЗ показана на рис. 6. Он состоит из каскада формирования АЧХ на ОУ А1, токостабилизирующей цепи R10R11C13 и фильтра-пробки L1C14. Электронный ключ VT1 блокирует выход УЗ в режиме воспроизведения (при $U_{упр}=0$).

Амплитудно-частотная характеристика усилителя формируется цепью частотно-зависимой ООС, охватывающей ОУ А1. Для компенсации ослабления усиления

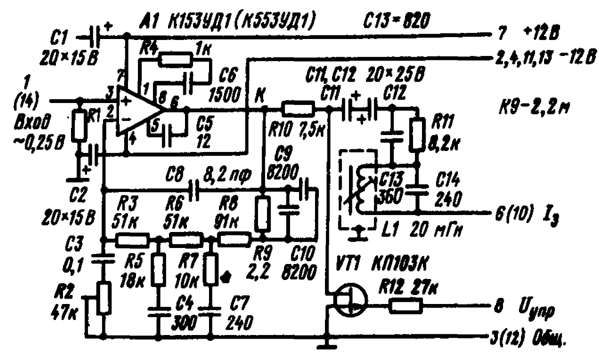


Рис. 6

УВ на низких частотах (—3 дБ на частоте 50 Гц) используется цепь R3R6R8C9C10 с постоянной веремени около 3180 мкс. На средних и высоких частотах резистор R9 шунтируется конденсаторами С9, С10. Коэффициент усиления каскада на частоте 0,4 кГц определяется выражением $K_{0,4}=1+(R3+R6+R8)/R2$. При требуемом выходном напряжении усилителя на частоте 0,4 кГц, равном 1,6 В (об этом см. далее), и входном напряжении 0,25 В коэффициент усиления $K_{0,4}$ должен быть равен 6,4. Это достигается изменением сопротивления подстроечного резистора R2. Требуемые крутизну и величину подъема АЧХ на высоких частотах обеспечивает фильтр второго порядка, получаемый добавлением к цепи резисторов R3, R6, R8 последовательных цепей R5C4 и R7C7. Первая из них формирует АЧХ до частот в несколько килогерц, вторая — в области более высоких частот. Величина подъема АЧХ зависит от сопротивлений резисторов R5 и R7, а крутизна — от емкостей конденсаторов С4, С7 и их соотношения. Конденсатор С8 совместно с цепями коррекции ОУ ограничивает подъем АЧХ на частотах выше 18 кГц. На низких и средних частотах ток записи стабилизируют резисторы R10, R11. При токе $I_з= =0,1$ мА (напряжение на затворе транзистора VT1 соответствует уровню логической 1) требуемое значение напряжения частотой 0,4 кГц на входе токостабилизирующей цепи (в точке К) $U_{K_{0,4}}=I_з(R10+R11+Z_{Г_{0,4}})\approx1,6$ В, где $Z_{Г_{0,4}}$ — полное сопротивление магнитной головки, модуль которого на частоте 400 Гц равен примерно 300 Ом.

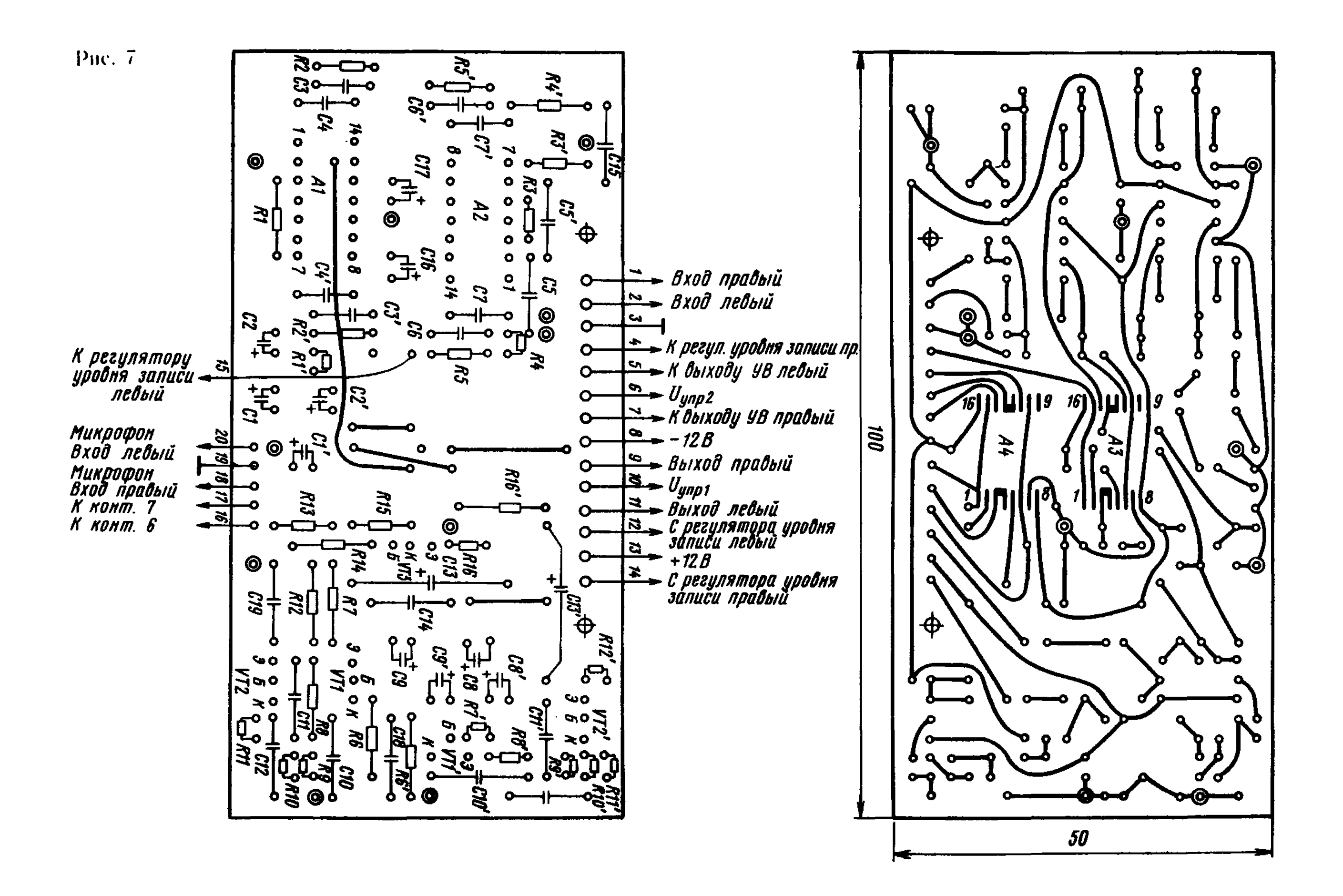
Так как максимальное эффективное напряжение на выходе ОУ составляет не менее половины напряжения питания при $U_{K_{0,4}}=1,6$ В запас по перегрузке на частоте 0,4 кГц равен 12 дБ, что вполне достаточно. Опасаться искажений на высоких частотах, где такого запаса нет, не следует, так как среднестатистический уровень высокой частоты составляющих реального музыкального сигнала невысок. К тому же ограничения на уровень этих составляющих обычно накладывает не усилитель записи, а насыщение магнитной головки и ленты.

На частоте 18 кГц модуль полного сопротивления магнитной головки возрастает. Для компенсации спада тока записи на высоких частотах параллельно резистору R11 включен конденсатор С13. Благодаря большому сопротивлению резисторов токостабилизирующей цепи нужного результата удалось достичь при относительно небольшой емкости конденсатора С13. Это устранило опасность возникновения неравномерности тока записи на высоких частотах, обусловленной резонансом контура, образованного конденсатором С13, индуктивностью магнитной головки и фильтра-пробки. В данном случае частота паразитного резонанса находится за пределами рабочего диапазона частот, а добротность контура невелика из-за большого сопротивления резистора R10.

Неполярный конденсатор, составленный из электролитических конденсаторов С11 и С12, защищает записывающую магнитную головку от постоянного тока, вызванного возможным смещением выходного напряжения ОУ. С целью снижения влияния токов утечки номинальное напряжение этих конденсаторов должно быть не менее 25 В.

Детали УЗ размещены на двух печатных платах, изготовленных аналогично плате УВ. На одной из них (рис. 7) смонтирован блок предварительного усиления, на другой (рис. 8) — усилитель записи. Для облегчения налаживания в частотозадающих цепях активного ФНЧ (рис. 5) и оконечного УЗ (рис. 6) необходимо использовать резисторы и конденсаторы с допускаемым отклонением от номиналов

Рис. 7



К регулятору уровня записи левый
15
Микрофон Вход левый
20
19
18
Микрофон Вход правый
17
К конт. 7
16
К конт. 6
A1
A2
1 Вход правый
2 Вход левый
3
4 К регул. уровня записи пр.
5 К выходу УВ левый
6 Uупр2
7 К выходу УВ правый
8 − 12 В
9 Выход правый
10 Uупр1
11 Выход левый
12 С регулятора уровня записи левый
13 + 12 В
14 С регулятора уровня записи правый
A3
A4
100
50

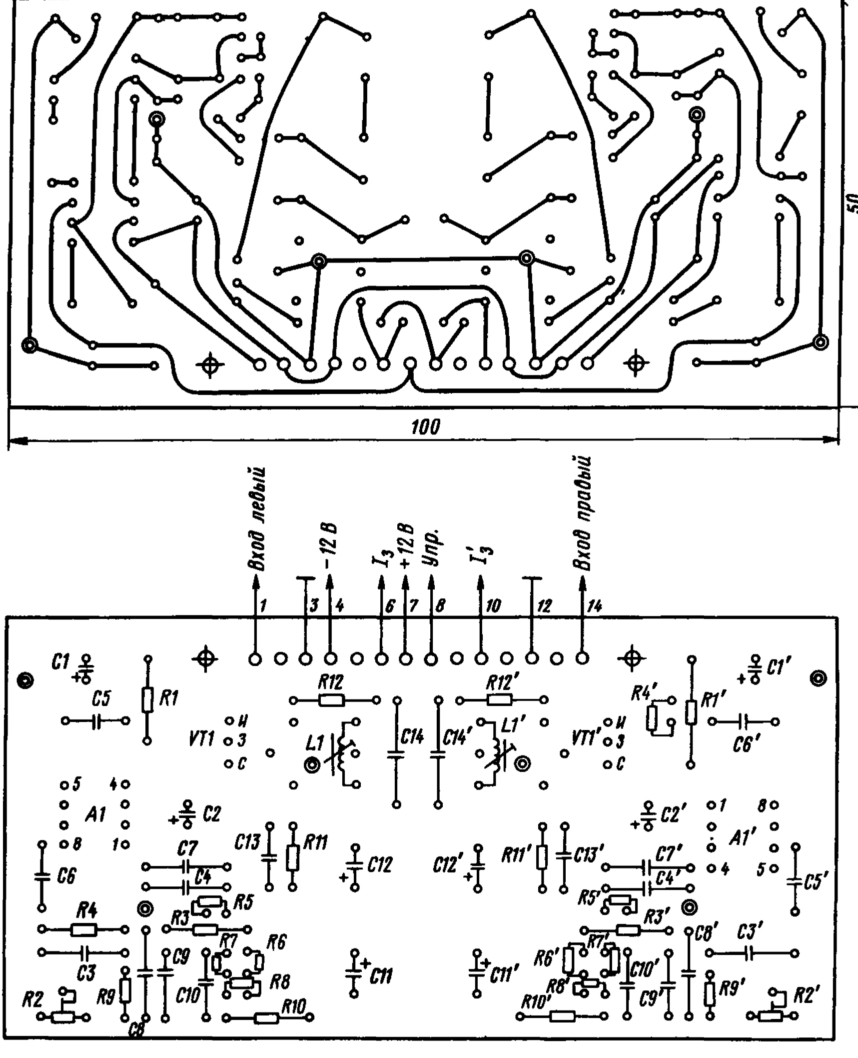


Рис. 8

не более ±5 %. Конденсаторы, кроме того, должны быть с нормированным ТКЕ (группы М47, М75, М750, М1500). Резисторы R2, R2′ УЗ — типа СП3-22а. Катушки L1, L1′ фильтров-пробок — от фильтров ПЧ транзисторного приемника марки «Сокол». При самостоятельном изготовлении можно использовать магнитопровод из двух ферритовых (600НН) чашек внешним диаметром 8,6 мм с подстроечником М100НН-2-СС2, 8×12. Катушка должна содержать 800 витков провода ПЭВ-2 0,06 (при частоте настройки 100 кГц).

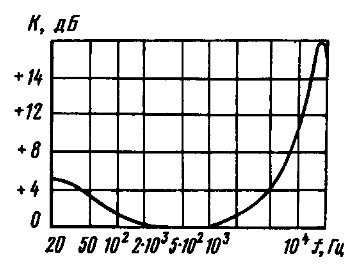


Рис. 9

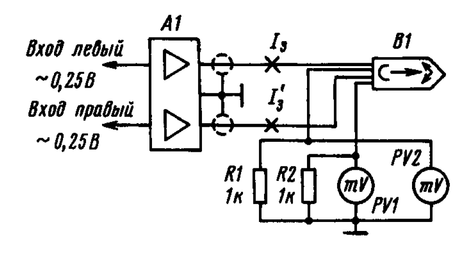


Рис. 10

При отсутствии ошибок в монтаже и использовании рекомендуемых деталей блок предварительного усиления в налаживании не нуждается. Что же касается оконечного УЗ, то в зависимости от высокочастотных и щелевых потерь используемой магнитной головки и потерь в ленте его АЧХ иногда приходится корректировать. При встраивании усилителя в магнитофон с отлаженными остальными узлами электрического тракта вначале устанавливают оптимальный ток подмагничивания, настраивают фильтр-пробку на частоту этого тока, затем по заданному коэффициенту гармоник подбирают номинальный ток записи на частоте 0,4 кГц. Уменьшив ток записи на 20 дБ, записывают сигналы частот, лежащих в рабочем диапазоне, и при воспроизведении их выявляют погрешности АЧХ усилителя записи. Нужной ее формы добиваются соответствующей корректировкой по наименьшей неравномерности АЧХ канала записи-воспроизведения.

Ориентировочная АЧХ описываемого УЗ показана на рис. 9. Она снята по схеме измерений, приведенной на рис. 10 (токи записи $I_з$ и $I'_з$ в микроамперах численно равны показаниям милливольтметров PV1 и PV2 в милливольтах). Снять АЧХ усилителя записи в магнитофоне можно, непосредственно измерив напряжение сигнала в точке К (см. рис. 6). Благодаря достаточно высокой эффективности токостабилизирующей цепи АЧХ в этой точке будет мало отличаться от снятой по току записи.

Генератор тока стирания и подмагничивания. Шумы фонограммы, как известно, во многом зависят от симметричности формы тока подмагничивания, поэтому в высококачественных магнитофонах обычно используют двухтактные генераторы. Каких-либо принципиальных отличий от известных устройств подобного назначения предлагаемый генератор тока стирания и подмагничивания (ГСП) не имеет

Принципиальная схема ГСП показана на рис. 11. Частота тока стирания и подмагничивания устанавливается подбором емкости С4, она равна 100 кГц для магнитной головки 6Д24Н.5 0 и 80...90 кГц — для магнитных головок типа 6Д24Н.10, 6Д24Н.40 (последние из-за насыщения магнитопровода на частоте 100 кГц искажают форму тока подмагничивания). Значение тока стирания для магнитной головки типа 6С24.19.1, 6С24.19.2У (индуктивность L=0,45,.,0,75 мГн) устанавливается в пределах I_c=80...100 мА. При необходимости I_c подбирается резистором R4 (с его увеличением I_c уменьшается, а стабильность частоты и форма тока улучшаются, и наоборот). Значение тока подмагничивания $I_п \approx 0,5$ мА для пермаллоевых магнитных головок с индуктивностью L=60...95 мГн устанавливается подбором резисторов R10, R13.

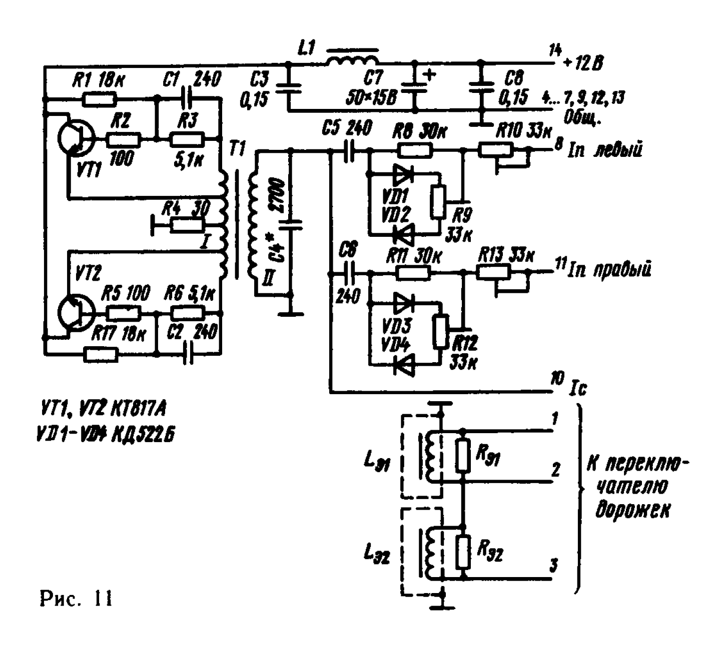


Рис. 11

На элементах VD1, VD2, R9 и VD3, VD4, R12 выполнены устройства симметрирования формы тока подмагничивания. Элементы эквивалентов магнитных головок стирающего блока $L_{э1}$, $R_{э1}$ и $L_{э2}$, $R_{э2}$ используются при раздельной четырехдорожечной записи.

Печатная плата ГСП (рис. 12) выполнена аналогично плате УВ. Штриховыми линиями по периметру платы обозначены участки фольги, к которым припаивают (с обеих сторон) коробчатые экраны, изготовленные из листовой меди или латуни толщиной 0,2...0,5 мм. Напротив осей подстроечных резисторов в них сверлят отверстия диаметром 5...6 мм. Применены подстроечные резисторы типа СП3-22б, конденсаторы С4—С6—КСО, остальные — КМ-5б, КМ-6б и К50-6. Диоды VD1—VD4 — любые кремниевые высокочастотные с обратным напряжением не менее 50 В, например типа КД522Б. Катушки $L_{э1}$, $L_{э2}$ можно взять готовые, например, от приставки «Нота-304» (индуктивность около 0,65 мгН) или изготовить самому на основе арматуры катушек фильтров ПЧ от приемника «Сокол». Обмотка каждой из катушек должна содержать 172 витка провода ПЭВ-1 0,13.

В качестве магнитопровода трансформатора Т1 (рис. 11) использован броневой ферритовый сердечник М2000НМ-15-Б22. Обмотка I состоит из 4×10, а обмотка II — из 60 витков провода ПЭВ-2 0,2. Для улучшения симметрии формы колебаний первичную обмотку трансформатора желательно наматывать одновременно в два провода, а затем соединить (для получения среднего вывода) начало одной половины обмотки с концом другой. Дроссель L1 — ДПМ-0,1 индуктивностью 470 мкГн.

Налаживание генераторов заключается в установке требуемых значений частоты настройки и токов подмагничивания и стирания. Схема подключения измерительных приборов показана на рис. 13. Здесь R1 и R2 — регуляторы уровня

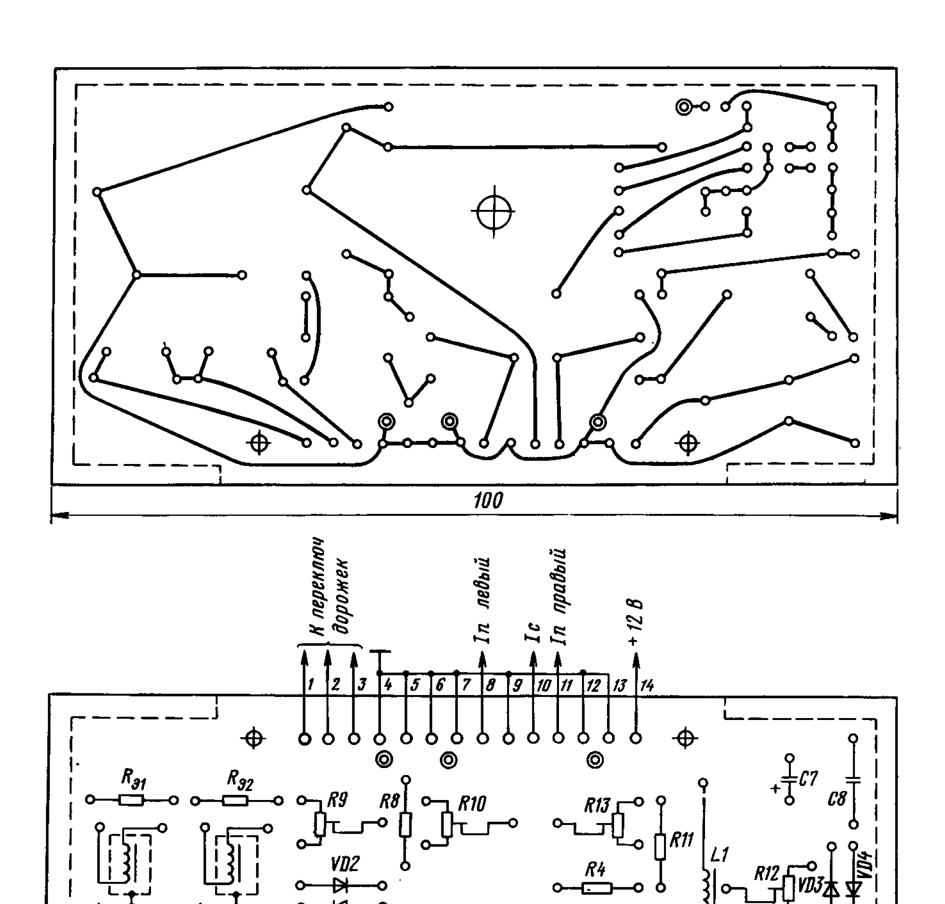


Рис. 12

записи, А1 — усилитель записи, G1 — генератор тока стирания и подмагничивания. Резисторы R3—R5 включают в соответствующие цепи на время налаживания. Токи подмагничивания в каналах контролируют милливольтметрами PU1, PU2 на пределе измерений 50 мВ, ток стирания — милливольтметром PU3 (предел измерений 300 мВ). Все регулировки проводят при включенных токостабилизирующих цепях и фильтрах-пробках, установив регуляторы уровня R1, R2 в положение минимального усиления. Для проверки искажений тока подмагничивания

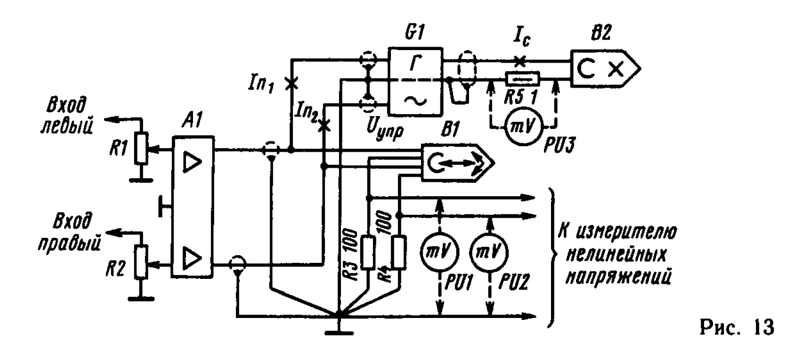


Рис. 13

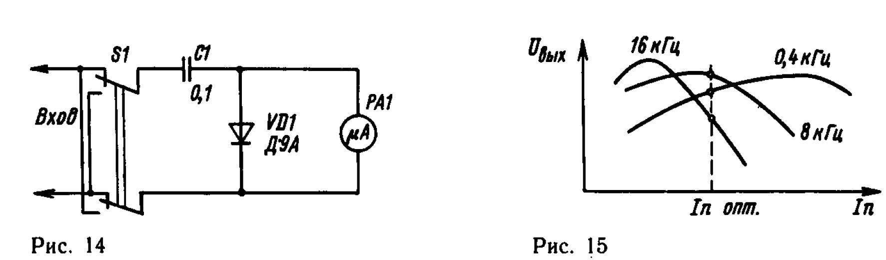


Рис. 14

Рис. 15

используют либо измеритель нелинейных искажений (в этом случае добиваются простого минимума коэффициента гармоник), либо несложное устройство для контроля симметрии формы тока, схема которого приведена на рис. 14. Его подключают либо к резистору R3, либо к R4 (рис. 13). Критерий приемлемости формы тока — минимальная разница показаний прибора PA1 со шкалой на 100 мкА при изменении положения переключателя S1.

Установка оптимального тока подмагничивания основана на записи и последующем воспроизведении сигналов с уровнем — 20 дБ трех частот: 0,4, 8 и 16 кГц. Оптимальным будет ток $I_{п_{опт}}$, при котором отдача ленты на частоте 8 кГц будет примерно на 2 дБ превышать отдачу на частоте 0,4 кГц, а на частоте 16 кГц отдача будет составлять +2...—4 дБ относительно отдачи на частоте 0,4 кГц (рис. 15).

Комбинированный измеритель уровня сигнала. Для получения фонограмм действительно высокого качества очень важны правильные выбор и контроль уровня записываемого сигнала: только в этом случае при приемлемых нелинейных искажениях можно достичь максимального отношения сигнал-шум. Но еще нередко в магнитофонах высокого класса для контроля уровня записи используют измерители среднего уровня (с временем интеграции $t_и$ около 150...200 мс) на основе стрелочных приборов. Такие измерители позволяют оценить средний уровень лишь музыкальных произведений с небольшим динамическим диапазоном. Они удобны при повышенных уровнях шума, так как позволяют оценить среднюю энергию звукового сигнала, но кратковременные перегрузки канала записи с их помощью регистрировать нельзя.

Чтобы избежать заметных искажений, вызванных кратковременными перегрузками, необходим измеритель квазипикового уровня ($t_и$=5...10 мс). Однако

ориентация при записи только на показания такого измерителя тоже не всегда дает хороший результат. Звучание, например, большого симфонического оркестра, характеризуемое пик-фактором (выраженной в дБ разностью между максимальным и усредненным за 1 мин уровнями сигнала) не менее 20 дБ, будет в этом случае записано с повышенным уровнем шума, особенно при использовании лент с небольшим динамическим диапазоном.

Из сказанного ясно, что измеритель уровня (ИУ) записи высококачественного магнитофона должен быть комбинированным, чтобы с его помощью можно было оценить как средний, так и квазипиковый уровень сигнала. Для удобства контроля время возврата измерителя в исходное состояние $t_в$ должно быть достаточно большим.

При расчете временных характеристик ИУ исходят из воздействия на них импульсов определенной длительности с заполнением гармоническим (синусоидальным) сигналом. Соответствующие расчеты показывают, что время восстановления фильтрующей цепи выпрямителя индикатора после воздействия импульса (или, что то же самое, обратного хода измерителя) $t_в \approx 2{,}3\tau_р$, где $\tau_р$ — постоянная времени цепи разрядки.

За время интеграции $t_и$ принимают длительность импульса с заполнением, который заряжает конденсатор до напряжения $U_C = 0{,}8U_{C уст}$. Для измерителей квазипикового уровня длительность импульсов равна 5, промежуточного — 60, среднего — 150...200 мс. За время действия импульса конденсатор заряжается на 80 % (за 100 % принято установившееся напряжение на конденсаторе $U_{C уст}$ при длительной подаче на вход выпрямителя синусоидального сигнала тех же амплитуды и частоты, что и у заполнения импульса). Этому соответствует коэффициент заряженности $\eta = U_C / U_{C уст} = 0{,}8$.

Коэффициент η зависит от длительности зарядки $t_з$ и отношения постоянных времени зарядной ($\tau_з$) и разрядной ($\tau_р$) цепей. При $\tau_з/\tau_р$, близком к нулю, значения 0,8 коэффициент η достигает за время $t_з \approx 4\tau_з$ в случае двухполупериодного выпрямления сигнала. С увеличением отношения $\tau_з/\tau_р$ даже при длительной подаче синусоидального напряжения установившееся напряжение на конденсаторе $U_{C уст}$ уменьшается. В этом случае необходимо учитывать соответствующее снижение η в установившемся режиме: если при $\tau_з/\tau_р$, близком к нулю, $\eta_{уст} = U_{C уст} / U_{max} = 1$ (независимо от того, однополупериодный выпрямитель или двухполупериодный), то при $\tau_з/\tau_р = 1$ коэффициент $\eta_{уст}$ уменьшается примерно до 0,2 для однополупериодного выпрямления и до 0,337 для двухполупериодного. Расчет постоянной времени $\tau_з$ в зависимости от времени зарядки $t_з$ и постоянной времени $\tau_р$ приведен в [3].

В квазипиковом ИУ сигналов при выборе $\tau_з = 1{,}25$ мс и $\tau_р = 0{,}74$ с коэффициент $\eta_{уст}$ в случае двухполупериодного выпрямления составляет примерно 0,99. Значения 0,8 коэффициент заряженности η достигает в таком индикаторе за время $t_з = t_и \approx 4\tau_з = 5$ мс. В измерителе среднего уровня с такой же постоянной времени $\tau_р$ и $\tau_з = 30$ мс значение коэффициента $\eta_{уст}$ при двухполупериодном выпрямлении равно 0,85. В этом случае $t_з = t_и \approx 6\tau_з = 180$ мс.

Погрешность показаний измерителя среднего уровня зависит от вида (жанра) музыкальной программы. Дело в том, что форма реальных сигналов более близка не к синусоидальной, а к треугольной, а для таких сигналов отношение амплитуды к средневыпрямленному значению равно 2 (для синусоидальных сигналов — 1,57).

По этой причине в индикаторах с большим отношением $\tau_з/\tau_р$ коэффициент заряженности η достигает значения 0,8 не за $6\tau_з$, а примерно за $13\tau_з$, что и приводит к значительной дополнительной погрешности измерения уровня.

Необходимо отметить, что на погрешность измерителей с однополупериодными выпрямителями существенно влияет ассиметричность формы контролируемого сигнала. Реальные тракты не пропускают постоянную составляющую сигнала, но так как в отдельные моменты на входе ИУ присутствуют нестационарные процессы, то некоторые полуволны за эти моменты могут превышать полуволны другой полярности.

Как показывают наблюдения, осциллограммы многих звуков ассиметричны (в качестве примера на рис. 16 изображена типичная осциллограмма звука «а»). Поэтому в высококлассной аппаратуре желательно применять двухполупериодные выпрямители контролируемого сигнала.

Предлагаемый ИУ состоит из измерителя среднего уровня на основе стрелочного прибора и светодиодного измерителя квазипикового уровня. Номинальному уровню «0 дБ» контролируемого сигнала соответствует напряжение на входе ИУ 250 мВ. Основные технические характеристики ИУ приведены в начале статьи. Принципиальная схема одного из каналов ИУ приведена на рис. 17.

На ОУ А1, А2 и диодах VD1, VD2 выполнен двухполупериодный выпрямитель. Каскад также усиливает поступающий входной сигнал до уровня, необходимого для работы диодов VD3, VD4 на линейных участках вольтамперных характеристик и предотвращает нелинейные искажения в контролируемом тракте из-за неравенства их прямого и обратного сопротивлений. Коэффициент передачи

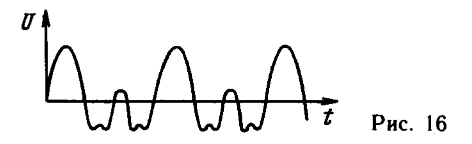


Рис. 16

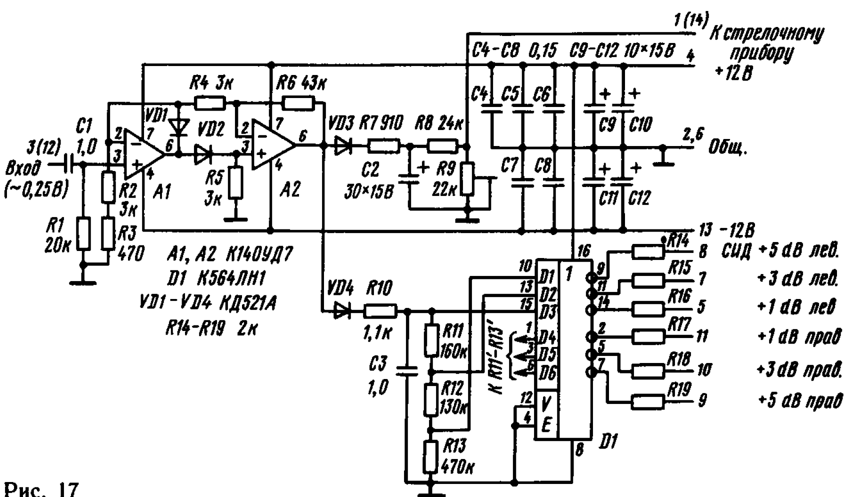


Рис. 17

$K=R_6/R_4=14,3$. Должны выполняться соотношения: $R2+R3=R4(K+1)/(K-1)$; $R5=R4$. Входное сопротивление постоянно и определяется R1. На элементах VD3, R7...R9, C2 и стрелочном приборе собран индикатор среднего уровня, на остальных — квазипикового. В качестве порогового устройства и одновременно мощных буферных каскадов применена цифровая микросхема D1, содержащая шесть стробируемых инверторов с допустимым током логического нуля 5 мА. Такого тока достаточно для зажигания светодиодов АЛ307Б. Выбранное значение коэффициента К обеспечивает амплитуду выходного сигнала 5,7 В при подаче на вход напряжения уровнем +1 дБ относительно номинального. В процессе воздействия импульсных сигналов падение напряжения на диоде VD4 изменяется примерно от 0,6 В в начале зарядки конденсатора С3 до 0 в ее конце и в среднем составляет около 0,3 В. Остаток напряжения (около 5,4 В) соответствует напряжению переключения микросхемы D1 из одного логического состояния в другое (при напряжении питания +12 В). Пороги зажигания светодиодов заданы делителем, состоящим из резисторов R11—R13.

Постоянные времени зарядных и разрядных цепей фильтрующих конденсаторов С2 и С3 соответственно в измерителях среднего и квазипикового уровней следующие:

$$\tau_{з.ср}\approx(r_{VD3}+R7)C2;$$
$$\tau_{р.ср}=[R8+r_{pl}R9/(r_{pl}+R9)]C2;$$
$$\tau_{з.пик}\approx(r_{VD4}+R10)C3;$$
$$\tau_{р.пик}=(R11+R12+R13)C3,$$

где $r_{VD3}\approx r_{VD4}\approx 100$ Ом — прямые сопротивления открытых диодов VD3 и VD4; r_{pl} — внутреннее сопротивление магнитоэлектрического стрелочного прибора с током полного отклонения 50 мкА.

Конструкция печатной платы (рис. 18) аналогична плате УВ. Точность всех постоянных резисторов (МЛТ=0,125 Вт) — ±5 %. Резисторы R9, R9′ — типа СП3-16.

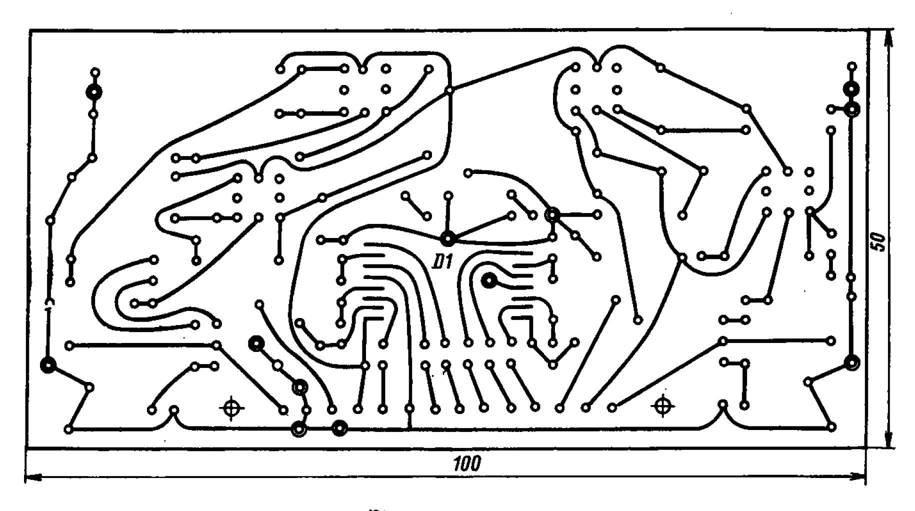
Микросхема D1 смонтирована со стороны печатных проводников. Вместо указанных на схеме в этом варианте измерителя можно использовать микросхему К561ЛН1 (с соответствующими изменениями в печатной плате), диоды серий КД103, КД503 с любым буквенным индексом. Светодиоды также могут быть другого типа, желательно лишь, чтобы они были красного свечения.

Стрелочные приборы — микроамперметры М4205 или М42103 с током полного отклонения 50 мкА. При отсутствии таких приборов можно использовать микроамперметры на 100 мкА, уменьшив сопротивления резисторов R8 и R8′ до 15 кОм, однако это приведет к сокращению времени обратного хода до 1,1 с.

Налаживание измерителя сводится к калибровке шкал стрелочных приборов. Для этого на вход подают синусоидальный сигнал частотой 1 кГц и уровнем — 6 дБ (относительно 250 мВ), и изменяя сопротивление резистора R9, устанавливают стрелку прибора на отметку 30 мкА (или на отметку 60 мкА, если прибор на 100 мкА). Это и будет 0 дБ при записи музыкальных программ. Аналогично (с помощью подстроечного резистора R9′) калибруют другой канал измерителя.

Измеритель квазипикового уровня при использовании резисторов с допускаемым отклонением от номиналов ±5 % в налаживании не нуждается.

Стабилизатор напряжений питания — последний блок, необходимый для минимального набора узлов, из которого можно собрать законченный аппарат маг-



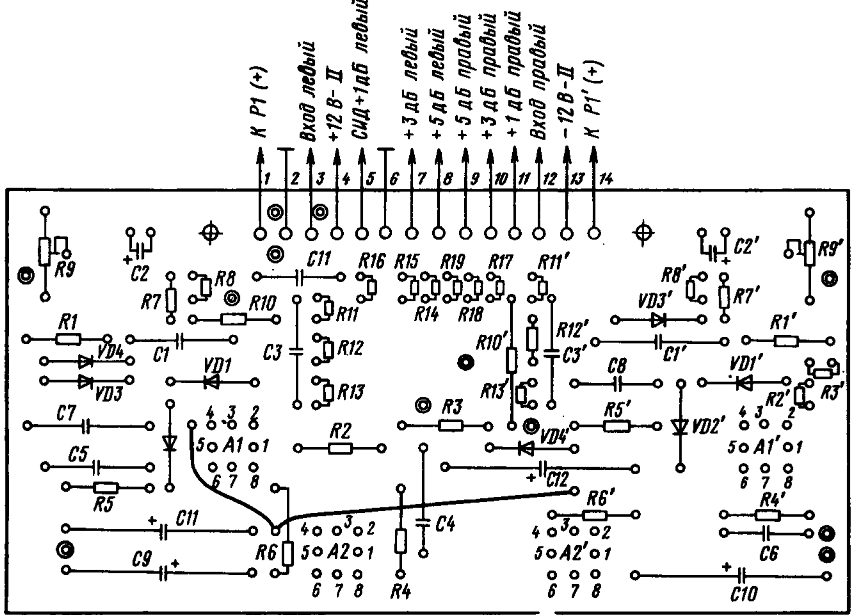


Рис. 18

нитной записи. Его принципиальная схе́ма изображена на рис. 19. Входные напряжения блока: +18 и —18 В; выходные: +12 В (I), —12 В (I), +12 В (II), —12 В (II) и +12 В (III). Для снижения уровня взаимных помех по цепям питания в блоке применены развязывающие эмиттерные повторители на транзисторах VT1 (цепь питания генератора тока стирания и подмагничивания), VT4 и VT7 (це-

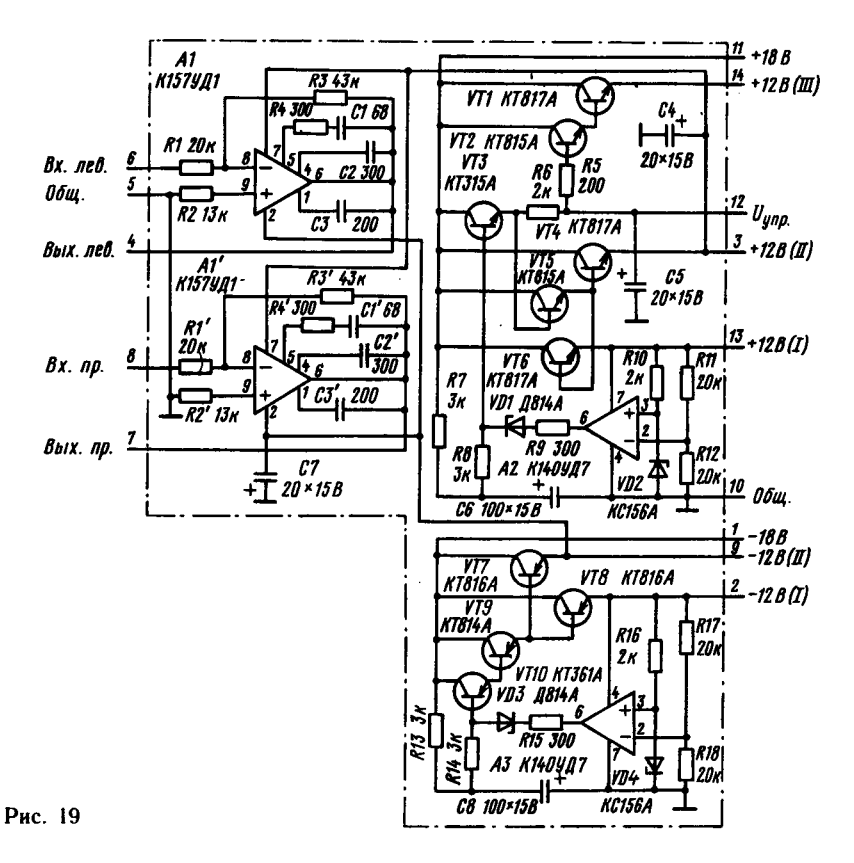


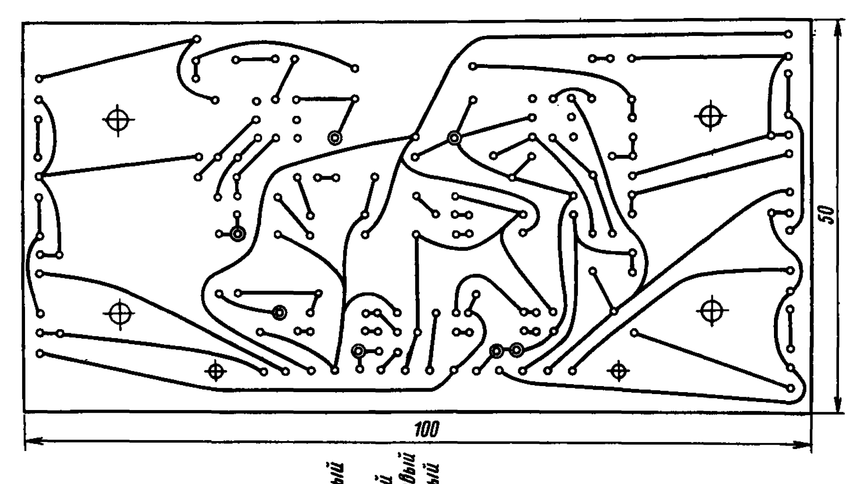
Рис. 19

пи питания измерителя среднего и квазипикового уровней сигнала, герконовых реле в усилителе воспроизведения и описываемого далее телефонного усилителя), VT6 и VT8 (цепи питания слаботочных каскадов с большим коэффициентом усиления). Снижение пульсаций напряжения достигнуто применением компенсационных стабилизаторов с использованием ОУ А2 и А3.

Блок обеспечивает плавное нарастание напряжения питания +12 В (III) генератора тока стирания и подмагничивания. С этой целью во всех режимах, кроме записи, вывод 12($U_{упр}$) соединяют с общим проводом, а в режиме записи отключают от него. При разрыве этого соединения начинает заряжаться конденсатор С5 (через участок коллектор—эмиттер транзистора VT3 и резистор R6) и напряжение питания генератора (на выводе 14) плавно нарастает. Цепь R5R6C5 ослабляет также помехи от генератора по цепям питания.

Как видно из рис. 19, кроме стабилизаторов напряжений питания, в состав этого блока входит *стереофонический телефонный усилитель* на ОУ А1 и А1'.

Коэффициент усиления устройства около 2, что при входном напряжении 250 мВ обеспечивает напряжение на выходе 500 мВ. При использовании стереотелефонов ТДС-7 с номинальным сопротивлением 8 Ом, подключенных через резисторы такого же сопротивления, приложенное к телефонам напряжение сиг-



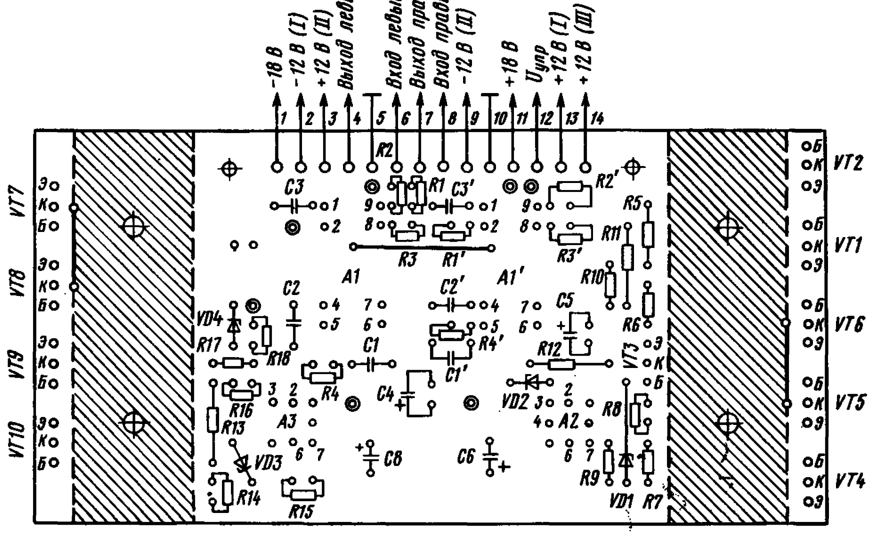


Рис. 20

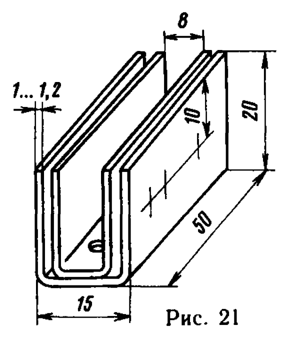


Рис. 21

нала равно 250 мВ. Печатные платы модуля (рис. 20) аналогичны плате УВ. Штриховкой выделены площадки, предназначенные для установки теплоотводов (фольгу с этих участков необходимо удалить).

Теплоотводы (на них закрепляют транзисторы VT1, VT4, VT6, VT7, VT8) изготовляют в соответствии с рис. 21 из листового алюминиевого сплава толщиной 1...1,2 мм. Отверстия под винты крепления транзисторов сверлят по месту на расстоянии

10 мм от верхней (по рис. 21) кромки. При закреплении транзисторов между пластинами теплоотводов прокладывают дюралюминиевые шайбы подходящей толщины. Изолировать транзисторы от теплоотводов не нужно.

Полная принципиальная схема магнитофона-приставки. На рис. 22 показана принципиальная схема приставки, созданной на базе «Ноты-304». Здесь A1 — усилитель воспроизведения; A2 и A3 — соответственно предварительный и оконечный усилители записи; A4 — комбинированный измеритель среднего и квазипикового уровней сигнала; A5 — блок стабилизаторов и телефонного усилителя; G1 — генератор тока стирания и подмагничивания.

В режиме записи стереофонический сигнал подается на универсальный (X1) или микрофонный (X2) вход. Сигнал с микрофонного усилителя переключается электронным переключателем модуля A2 при подключении вилки микрофона и соответствующем размыкании контактов 6,7 гнезда X2. Он усиливается предварительным усилителем A2 и через регуляторы уровня R3 и R3′ поступает на активные ФНЧ этого блока. С выходов ФНЧ стереосигнал уровнем 250 мВ через электронный переключатель модуля A2 поступает одновременно на входы оконечного усилителя записи A3, измерителя уровня A4 и (через контакты переключателей дорожек S4, S5) на вход телефонного усилителя A5. Усиленное до 500 мВ напряжение

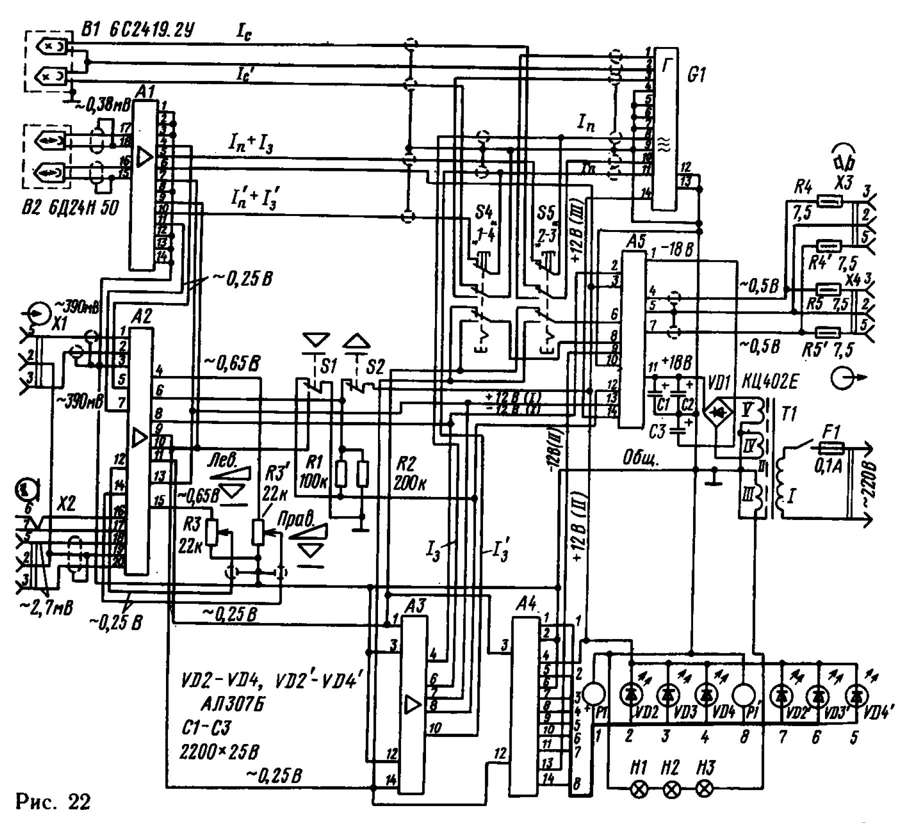


Рис. 22

звуковой частоты подводится к соединителям X4 («Линейный выход») и X3 («Стереотелефоны»).

Уровень записи устанавливают при нажатой клавише «Запись» (контакты механически связанного с ней переключателя S1 в нижнем — по схеме — положении). Лента в этом режиме работы неподвижна, поэтому, чтобы начать запись, необходимо нажать еще и клавишу «Воспроизведение» (S2). Последняя в данном случае выполняет функции кнопки блокировки записи.

В момент включения режима записи верхняя пара контактов переключателя S1 размыкается, и на контакте 14 генератора тока стирания и подмагничивания A5 появляется плавно нарастающее напряжение питания. Записываемый сигнал с выхода усилителя записи A3 (выводы 6, 10) вместе с током подмагничивания от генератора G1 (с выводов 8, 11) через верхние (по схеме) контакты переключателей S4, S5 поступает на выводы 5, 10 усилителя воспроизведения и затем через контакты расположенных в нем герконовых реле — на универсальную магнитную головку B2. Реле в этом режиме работы включены: вывод 9 блока A1 через переключатель S1 соединен с общим проводом, а на вывод 6 постоянно подано напряжение +12 В (II).

В режиме воспроизведения (контакты переключателя S1 в верхнем — по схеме — положении, а S2 — в нижнем) сигнал с выхода усилителя A1 (выводы 4, 11) через электронный переключатель модуля A2 поступает одновременно на измеритель уровня A4 и (через переключатели S4, S5) на телефонный усилитель A5. В этом режиме работы герконовые реле обесточены, напряжение питания на генератор G1 не подается, так как вывод 12 блока питания напряжения A5 соединен с общим проводом.

Как видно из схемы, при воспроизведении на оконечный усилитель записи A3 поступает сигнал. Во избежание самовозбуждения тракта (из-за емкостной связи между контактами герконовых реле) цепи тока записи в этом режиме шунтируются открытым ключом (на полевом транзисторе) модуля A3. Это обеспечивается соединением вывода 8 модуля A3 с общим проводом через контакты переключателя S1.

В режимах «Стоп» и «Перемотка» на управляющих входах электронного переключателя модуля A2 присутствуют потенциалы высокого уровня (напряжение +12 В (II) через контакты переключателя S2 поступает на вывод 6 модуля A2). На вывод 10 модуля A2 подан положительный потенциал через обмотку герконового реле модуля A1. Поэтому сигнал на линейном выходе в этих режимах отсутствует.

Резистивный делитель R1, R2 служит для создания управляющего потенциала на выводе 6 модуля A2 в режимах записи и воспроизведения.

Показанное на схеме положение переключателей S4, S5 соответствует стереофоническому воспроизведению и записи. При изменении положения переключателя S4 на оба входа телефонного усилителя поступает сигнал левого канала (дорожки 1—4). Одновременно разрывается цепь токов записи и подмагничивания правого канала, и вместо соответствующей секции блока стирающих головок B1 к генератору подключается ее эквивалент. Изменение положения переключателя S5 приводит к появлению на линейном выходе сигнала правого канала и замене эквивалентом другой секции блока головок B1.

На вход стабилизатора A5 поступает выпрямленное диодным мостом VD1

напряжение обмоток IV и V трансформатора T1. Различие в емкости фильтрующих конденсаторов (в цепи напряжения положительной полярности она вдвое больше) обусловлено необходимостью уравнять пульсации напряжений, которые, если не принять этой меры, оказались бы неодинаковыми из-за разного потребления тока по цепям положительного и отрицательного напряжений.

Лампы накаливания H1—H3 предназначены для индикации включения приставки и освещения шкал стрелочных приборов P1 и P1′ измерителя среднего уровня сигнала.

Конструкция и детали. Описываемый вариант стереомагнитофона-приставки собран на базе ЛПМ «Ноты-304». От нее же взят и трансформатор питания. Его сетевая (I) и накальная (III) обмотки, а также электростатический экран (обмотка II) использованы без изменений, а вместо верхней обмотки намотаны две (IV и V) по 100 витков провода ПЭЛ 0,47. Для коммутации дорожек применен кнопочный переключатель П2К. Для включения воспроизведения (S1) и записи (S2) применены микропереключатели МПЗ-1, механически связанные с переключателями этих режимов плоскими пружинами. В фильтре выпрямителя использованы конденсаторы типа К50-29.

В приставке применен блок стирающих магнитных головок 6С24 19.2У от приставки «Нота-304». Блок универсальных магнитных головок — 6Д24Н.10, 6Д24Н.4 0 или 6Д24Н.5 0.

Платы блоков магнитофона-приставки размещены под шасси ЛПМ одна за другой, в последовательности их нумерации по схеме (A1, A2,..., A5, G1), причем первая из них расположена в месте, наиболее удаленном от двигателя и трансформатора питания. При монтаже рекомендуется придерживаться схемы соединений блоков с шинами питания и общим проводом, показанной на рис. 22.

Налаживание устройства начинают с проверки работоспособности блоков. При отсутствии ошибок в монтаже и использовании исправных деталей с рекомендуемыми допусками на отклонение от номиналов усилители записи и воспроизведения (A1—A3) какой-либо регулировки не требуют. Налаживание блока A4 сводится к калибровке имеющегося в нем измерителя среднего уровня и (в некоторых случаях) более точному подбору резисторов R3 (R3′) двухполупериодного выпрямителя до получения полуволн одинаковой амплитуды при подаче на вход напряжения 70...125 мВ частотой 1 кГц. Одинаковые по значению напряжения на выходах стабилизатора A5 устанавливают подбором резисторов R11 и R17.

При проверке телефонного усилителя надо учесть, что при отключенном источнике сигнала он может самовозбудиться, так как примененные цепи коррекции не всегда обеспечивают требуемую устойчивость ОУ К157УД1 при 100 %-ной ООС.

Комплексную регулировку магнитофона начинают с установки блока универсальных магнитных головок по высоте и «кивку». Делают эту и последующие операции при воспроизведении измерительной ленты или монофонической фонограммы, записанной на обе дорожки ленты на хорошо отлаженном аппарате. Вращая регулировочные винты крепления универсальной магнитной головки, необходимо добиться максимального выходного уровня левого и правого каналов. Затем с помощью выходных подстроечных резисторов R13, R13′ усилителя воспроизведения устанавливается уровень сигналов линейного выхода, соответствующий показаниям ИУ 0 дБ. После этого предварительного выставления положения универсальной магнитной головки и коэффициента усиления УВ необходимо произвести

точную установку магнитной головки по высоте и углу наклона рабочего зазора, медленно вращая регулировочные винты ее крепления и ориентируясь на минимум средне- и высокочастотных составляющих разностного сигнала, наблюдаемого на экране осциллографа при соединении линейных выходов через одинаковые резисторы сопротивлением несколько килоом (для получения такого сигнала провода, идущие к выводам одной из магнитных головок блока, необходимо временно поменять местами). Точность компенсации на верхних частотах ограничена величиной детонации ЛПМ, поэтому на высоких частотах добиться полной компенсации практически невозможно (остается небольшой пульсирующий нескомпенсированный остаток).

При невозможности добиться компенсации на средних частотах нужно вновь воспроизвести тестовый сигнал и точнее выставить коэффициент усиления каналов УВ. Последнюю операцию необходимо повторить в любом случае после окончания выставления магнитной головки по высоте и углу наклона рабочего зазора.

Далее в режиме записи по минимуму проникания напряжения с частотой тока стирания и подмагничивания на выход ОУ усилителя записи А3 настраивают имеющиеся в нем фильтры-пробки L1C14 и L1′C14′. На настраиваемый магнитофон устанавливают катушку с достаточно качественной магнитной лентой, например типа А4409-6Б. Подав на универсальный вход (X1) сигнал номинального уровня частотой 0,4 кГц и установив ток подмагничивания около 0,5 мА, делают пробную запись, а затем воспроизводят ее и измеряют напряжения сигналов на линейном выходе. Если эти напряжения больше или меньше 500 мВ, необходимо соответственно увеличить или уменьшить сопротивления введенных частей подстроечных резисторов R2, R2′ в усилителе записи А3. Циклы записи-воспроизведения повторяют до тех пор, пока выходные напряжения в обоих режимах не станут равными 500 мВ.

Следующий этап — оптимизация тока подмагничивания описанным выше способом. Установив ток подмагничивания, необходимо еще раз подобрать ток записи на частоте 0,4 кГц по равенству напряжений на линейном выходе в режимах записи и воспроизведения. Следует помнить, что уменьшение тока подмагничивания расширяет полосу частот сигналов, записываемых с уровнем — 20 дБ, но одновременно ведет к росту нелинейных искажений. Поэтому в некоторых случаях найденный при оптимизации ток подмагничивания приходится несколько увеличивать, добиваясь снижения искажений до приемлемого уровня, несколько ухудшив отдачу на высоких частотах. Если же это ухудшение превышает 6 дБ относительно уровня сигнала 8 кГц, нужно тщательнее подобрать цепи коррекции УЗ, пользуясь рекомендациями соответствующего раздела.

После достижения требуемых АЧХ сквозного тракта, приемлемого значения $K_з$ при совпадении значения напряжения опорного сигнала 0,5 В на линейном выходе в режимах записи и последующего воспроизведения уточняется положение стирающей магнитной головки по высоте и проверяется качество стирания. Последовательно записывая сигнал 0,4 кГц и регулируя установочные винты стирающей магнитной головки, необходимо добиться наилучшего стирания записей, контролируя остаточный уровень в режиме последующего воспроизведения милливольтметром. Измерение остаточного уровня производят для левого и правого каналов в стереофоническом режиме, а также повторяют всю процедуру в монофоническом четырехдорожечном режиме. Если качество стирания в монофоничес-

ком режиме хуже, чем в стереофоническом, то, пользуясь милливольтметром для контроля величины $I_п$, необходимо точнее подобрать эквиваленты магнитных головок стирающего блока по равенству $I_п$ в обоих режимах.

В большинстве случаев $R_{э1}$ и $R_{э2}$ не требуются. Если же при подстройке значения $L_э$ равенство $I_п$ в стерео- и монофоническом режимах не достигается (из-за несоответствия добротности стирающего блока добротности $L_э$), нужно подобрать $R_{э1}$ и $R_{э2}$ от нескольких десятков до нескольких сотен килоом.

С помощью размагничивающего дросселя размагничивают магнитные головки и расположенные рядом с ними стальные детали ЛПМ (а также магнитную ленту) и, зашунтировав входы усилителя записи резисторами сопротивлением 22 кОм, включают магнитофон на запись. При последующем воспроизведении через взвешивающий фильтр с АЧХ «МЭК-А» оценивают относительный уровень шумов. Уровень $N_ш$ должен быть в пределах —56...—60 дБ относительно уровня 0,5 В, в противном случае нужно точнее установить движки симметрирующих резисторов генератора тока стирания и подмагничивания. На этом настройку магнитофона можно считать законченной.

Список литературы

1. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем.— М.: Энергия, 1967.— С. 193—196.
2. **Иоффе В. К., Корольков В. Г., Сапожков М. А.** Справочник по акустике.— М.: Связь, 1979.
3. **Никонов А. В., Папернов Л. З.** Измерители уровня звуковых сигналов.— М.: Радио и связь, 1981.
4. **Транзисторы** серии КТ3102. Справочный листок//Радио.— 1981.— № 1.— С. 61, 62.
5. **Сухов Н.** Как улучшить параметры магнитофона//Радио.— 1982.— № 3.— С. 38—42; № 4.— С. 42—45; № 5.— С. 34—38.

УДК 621.375

ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Ю. Солнцев (СССР)

Разработкой высококачественных систем звуковоспроизведения занимаются многие радиолюбители. Одним из наиболее важных узлов звуковоспроизводящего комплекса является усилитель мощности [1]. Создать такое устройство высокого класса нелегко, тем более, что до сих пор не выработаны единые конкретные критерии качества усилителя.

Обычно качество усилителей мощности звуковой частоты (УМЗЧ) оценивают несколькими основными параметрами: номинальным диапазоном рабочих частот (как правило, по уровню —3 дБ), коэффициентом гармоник (Кг) и скоростью нарастания выходного напряжения (v_U). Значительно реже пользуются коэффи-

циентом интермодуляционных искажений ($K_и$), выходным сопротивлением и другими характеристиками. Задача осложняется тем, что среди выпускаемых крупными сериями измерительных приборов отсутствуют измерители интермодуляционных искажений, генераторы с $K_г$ менее 0,05 %, измерители малых (менее 0,1 %) гармонических искажений, широкодиапазонные анализаторы спектра с большим динамическим диапазоном. Прецизионные измерительные приборы, выпускаемые малыми сериями, для большинства радиолюбителей недоступны. По этой причине малые нелинейные искажения часто измеряют по нестандартным методикам, что снижает их достоверность.

При выборе норм на диапазон рабочих частот, $K_г$ и v_U наметилось два основных направления. Сторонники одного из них считают, что необходимо совершенствовать аппаратуру практически беспредельно и создают исходя из этого ультралинейные усилители с $K_г$ порядка десятитысячных долей процента, усилители с v_U, несколько сот вольт в микросекунду. Сторонники другого направления вполне резонно отмечают, что качество звучания зависит от характеристик всех звеньев звуковоспроизводящего тракта и определяется тем из них, которое имеет худшие параметры. Исходя из этой предпосылки они считают допустимым $K_г=0{,}3...1$ %, а v_U либо вовсе не нормируют, либо ограничивают ее сравнительно невысоким значением — 1...2 В/мкс. Основанием для таких норм являются стандартизованные параметры основных источников сигнала — проигрывателей, магнитофона, радиоприемников. Известно, например, что даже студийные магнитофоны могут иметь $K_г$ до 1...2 %.

Практика работы со звуковоспроизводящими комплексами показывает, что при субъективной оценке усилители с примерно одинаковыми параметрами (полосой рабочих частот, $K_г$ и v_U) воспроизводят по-разному (естественно, при использовании одних и тех же источников сигнала и акустических систем). В одних случаях разницу в звучании обусловливают такие параметры, как коэффициент демпфирования акустической системы, динамический диапазон и т. п., в других — микролинейность амплитудной характеристики, вызванная, например, самовозбуждением на высоких частотах. Во многих случаях разница в звучании не находит удовлетворительного объяснения и не подтверждается объективными измерениями. Из этого можно сделать два вывода:

на качество звуковоспроизводящего тракта влияет один или несколько малоизученных параметров усилителя мощности, поэтому судить о его качестве можно только по результатам субъективной (обязательно квалифицированной) экспертизы, сопоставляя звучание вновь разработанного усилителя со звучанием какого-либо хорошо изученного высококачественного, принятого за эталон усилителя;

нецелесообразно беспредельно улучшать такие объективные показатели усилителя мощности, как полоса рабочих частот, скорость нарастания выходного напряжения и т. п. Эти параметры имеют вполне определенные пороговые значения, и дальнейшее их улучшение не влияет на субъективное восприятие фонограммы.

Каковы же пороговые значения основных параметров? Естественно, они зависят от характеристик акустической системы, источника сигнала и т. д. Оценим пороговые значения v_U $K_г$ и рабочего диапазона частот для звуковоспроизводящего тракта, состоящего, например, из динамических головок громкоговорителей 35АС-1 (номинальная мощность 35 Вт, максимальная мощность 70 Вт, номиналь-

ное электрическое сопротивление 4 Ом, номинальный диапазон частот 30 Гц... 20 кГц) или им подобных: усилителя мощности и проигрывателя, реализующего характеристики грампластинки по ГОСТ 7893—72 ($К_г$ до 1,5 % при номинальном уровне записи, относительный уровень фона до —60 дБ) или студийного магнитофона ($К_г$ до 1 %, относительный уровень шумов —60 дБ).

Для нормальной работы динамических головок громкоговорителей усилитель должен развивать мощность не менее 50...70 Вт на нагрузке сопротивлением 4 Ом. При мощности до 70 Вт выходное напряжение $U_{max} = \sqrt{P_{max} R_н} = \sqrt{70 \cdot 4} = 16{,}7$ В, что соответствует амплитуде 23,7 В. Будем считать, что спектр фонограммы постоянен до частоты 20 кГц. Следовательно, верхняя частота полосы пропускания сигнала максимальной амплитуды для рассматриваемого усилителя может быть принята равной 20 кГц (малосигнальная полоса пропускания усилителя при этом может быть значительно шире). Минимальную скорость нарастания выходного напряжения, обеспечивающую требуемую полосу пропускания сигнала максимальной амплитуды 23,7 В, можно определить как максимум производной от напряжения гармонического сигнала частотой 20 кГц:

$$v_{U min} = (dU_{вых}/dt)_{max} = |d(U_{max} \sin 2\pi f_{max} t)| = U_{max} 2\pi f_{max} = 23{,}7 \cdot 3{,}14 \cdot 20 \cdot 10^3 = 3 \text{ В/мкс}.$$

При этом значении v_U выходное напряжение усилителя возрастает от нуля до максимальной амплитуды за 8 мкс. Для сравнения отметим, что в усилителе со скоростью нарастания выходного напряжения 100 В/мкс это время равно 0,24 мкс. Маловероятно, чтобы реальные источники музыкальных программ (даже электронные синтезаторы) могли формировать музыкальные переходы с такими фронтами, и еще менее вероятно, чтобы громкоговорители их воспроизвели.

Сложнее оценить пороговое значение $К_г$, который, как отмечалось, у основных источников сигнала может достигать 1...1,5 %. Однако, по мнению автора, это не вполне достаточное основание считать допустимым для высококачественного усилителя мощности $К_г = 0{,}2...0{,}5$ %. Представляется более целесообразным установить норму на этот параметр усилителя исходя из того, что все побочные компоненты выходного сигнала, обусловленные нелинейностью его амплитудной характеристики (т. е. гармонические и интермодуляционные искажения) либо вовсе не должны восприниматься на слух, либо должны лежать на нижней границе динамического диапазона, на уровне шумов (фона).

Интермодуляционные искажения приводят к появлению негармонических составляющих в спектре многокомпонентного сигнала, для слуха заметность таких новых компонентов весьма значительна, так как отсутствует их маскировка полезным сигналом. Их частоты не имеют ничего общего с исходной музыкальной программой, они придают звучанию «тяжелый», атональный характер. В то же время заметность гармонических искажений существенно меньше.

Соотношение между продуктами гармонических и интермодуляционных искажений (т. е. между $К_г$ и $К_и$) зависит от целого ряда обстоятельств, и, как правило, $К_и$ в несколько раз выше $К_г$. Логично поэтому задаться таким значением $К_и$, при котором интермодуляционные компоненты выходного сигнала окажутся на нижней границе динамического диапазона фонограммы, на уровне 60 дБ относительно полезного сигнала, что соответствует $К_и = 0{,}1$ %. Однако, как уже отмечалось, непосредственное измерение $К_и$ в любительских условиях затруднено. Но, принимая во внимание, что $К_и$ и $К_г$ характеризуют одну и ту же нелинейность, можно ограни-

читься измерением только $K_г$, сделав поправку, учитывающую влияние на качество звучания интермодуляционных искажений, т. е. установить норму на $K_г$ исходя из допустимого значения $K_и$. В этом случае допустимое значение последнего, естественно, будет в несколько раз меньше, и, как предельное, можно взять значение $K_г$, равное 0,03...0,05 %. Коэффициент гармоник высококачественного усилителя мощности не должен превышать порогового значения во всем диапазоне рабочих частот и мощностей.

Что касается малосигнальной полосы пропускания, то ее влияние на качество звучания не столь существенно, как влияние параметров, рассмотренных выше. Действительно, задав полосу пропускания сигнала полной амплитуды, тем самым устанавливаем диапазон частот, за пределами которого начинается спад АЧХ при больших сигналах (или, что то же, уменьшается максимальная амплитуда неискаженного сигнала). Однако спектр входного сигнала за пределами полосы пропускания сигнала полной амплитуды также спадает достаточно быстро, поэтому сколько-нибудь заметные частотные искажения отсутствуют.

Уже отмечалось, что малые нелинейные искажения и высокая скорость нарастания выходного напряжения необходимы, но еще недостаточны для высококачественного звуковоспроизведения. Что же требуется еще?

В обычном усилителе мощности звуковой частоты эффективность отрицательной обратной связи (ООС), благодаря которой обеспечиваются высокие значения основных параметров, падает с ростом частоты. Графически это показано на рис. 1, где заштрихованная область характеризует эффективность ООС (граничные частоты полосы пропускания усилителя без ООС и с ООС обозначены соответственно f_1 и f_2). На высших частотах полосы пропускания и тем более за ее пределами параметры обычного усилителя мощности ухудшаются, в частности возрастает уровень искажений. К тому же они в этой области частот значительно заметнее, так как хуже маскируются полезным сигналом (в реальных фонограммах вблизи границы полосы пропускания спектр спадает, а продукты нелинейных искажений, располагающиеся у верхней границы полосы пропускания, обычно порождены более мощными среднечастотными компонентами входного сигнала). В результате наблюдается явление, которое называют по-разному (хриплость, призвуки, отсутствие прозрачности звучания и т. д.), но означает оно одно и то же: ухудшение звучания на высоких частотах.

Чтобы поправить положение, часто просто поднимают уровень высоких частот с помощью регулятора тембра. При этом амплитуда высокочастотных компонентов полезного сигнала увеличивается, а среднечастотных, которые порождают гармоники и интермодуляционные составляющие, лежащие вблизи верхней границы

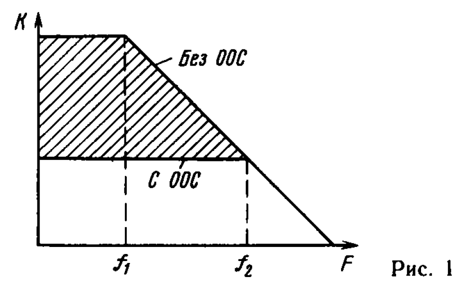


Рис. 1

полосы пропускания, остается практически неизменной. В результате продукты нелинейных искажений в области высоких частот маскируются полезным сигналом и, субъективно, звучание высоких частот улучшается.

Гармоники высокочастотных компонентов усиливаемого сигнала лежат за пределами звукового диапазона, порождаемые или разностные интермодуляционные продукты хорошо маскируются более мощными среднечастотными составляющими сигнала, поэтому подъем усиления на высоких частотах дает эффект улучшения качества звукового воспроизведения. В высококачественном усилителе гармоник и интермодуляционных составляющих меньше, меньше и их уровень и они могут хорошо маскироваться без подъема АЧХ в области высоких частот. Сказанное объясняет тот факт, что одинаковое, субъективно сбалансированное по тембру звучание в разных усилителях получается при различных положениях регуляторов тембра. Чем выше качество звучания усилителя, тем меньше желание слушателя поднять уровень высоких частот регулятором тембра.

Очевидно, что для снижения уровня искажений на высоких частотах необходимо либо увеличивать частоты f_1 (рис. 1), при этом возможна потеря устойчивости усилителя, либо увеличивать общую глубину ООС, что, в свою очередь, может вызвать динамические искажения.

Существуют способы снижения искажений на высоких частотах, не связанные с использованием ООС. Один из этих способов, получивший название «fed-forward error correction» (коррекция искажений с использованием прямой связи), применен в промышленном усилителе «Quad 405» [2]. Этот способ снижения искажений неоднократно рассматривался в различной литературе; здесь же отметим, что его схемная реализация проста, а эффект снижения искажений на высоких частотах достаточно хороший.

На качество звуковоспроизведения влияет форма фазочастотной характеристики (ФЧХ). В диапазоне звуковых частот ФЧХ должна быть линейной, а ее форма не должна зависеть от амплитуды входного сигнала. Влияние ФЧХ на качество звучания изучено недостаточно хорошо, поэтому установить какие-либо нормы на ФЧХ не представляется возможным, но необходимо принимать меры по ее линеаризации.

Одна из важнейших характеристик для любого усилителя — переходная, т. е. его реакция на скачок входного напряжения. Два возможных вида переходной характеристики изображены на рис. 2. Одна из них (рис. 2, *а*) отличается большей скоростью нарастания выходного напряжения и колебательным характером его установления, другая (рис. 2, *б*) — меньшей скоростью нарастания, отсутствием выбора на фронте и монотонным характером установления напряжения. Очевидно, что характеристика рис. 2, *а* нежелательна, так как любой скачок

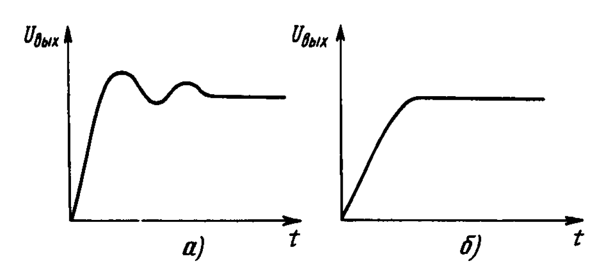


Рис 2

входного напряжения в этом случае сопровождается паразитными колебаниями диффузора динамической головки громкоговорителя.

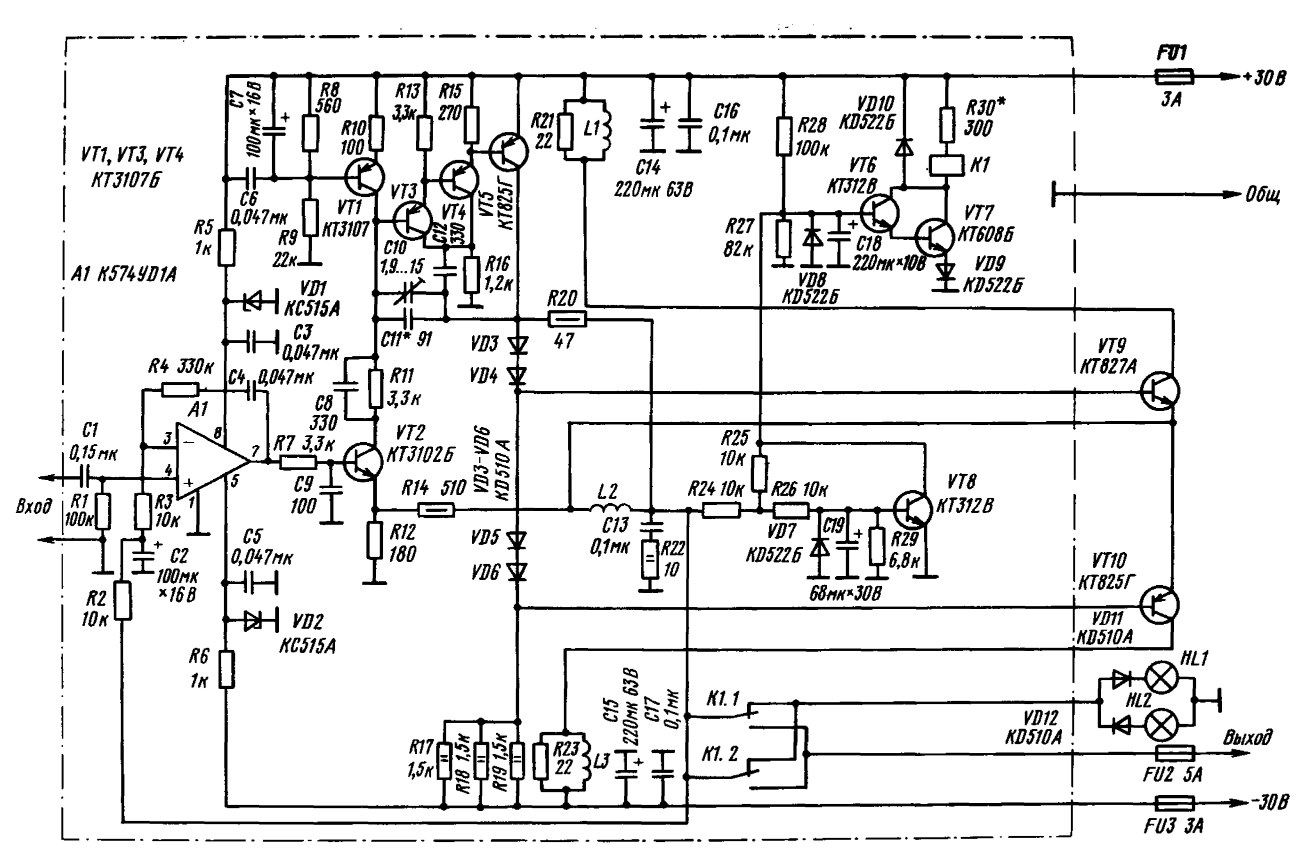
При экспериментах с усилителями мощности выяснилось, что качество звучания зависит от характеристик блока питания. Если на один и тот же усилитель подается напряжение вначале от нестабилизированного источника питания с достаточно большой емкостью фильтра, а затем — от стабилизированного, то во втором случае качество звучания, оцениваемое субъективно, улучшается как на низких, так и на высоких частотах. Вероятно, провалы напряжения на пиках сигнала, неизбежные в нестабилизированном блоке питания, ухудшают качество звучания, несмотря на большой коэффициент подавления флуктуаций напряжений питания, свойственный всем современным усилителям.

На качество звуковоспроизведения влияет и стабильность режима транзисторов выходного каскада, в частности, его тока покоя. Стабилизация тока покоя — сложная задача, поэтому наиболее предпочтительными при прочих равных условиях следует считать усилители с выходными каскадами, работающими в режиме B. На основании сказанного можно сформулировать следующие основные требования к усилителю мощности современного высококачественного звуковоспроизводящего комплекса. Диапазон частот при выходном напряжении, соответствующем максимальной выходной мощности, должен быть не у́же 20...20 000 Гц, $K_г$ в этом диапазоне не более 0,03 %, v_U не менее 3 В/мкс, переходная характеристика должна быть гладкой (без выбросов), а ФЧХ — линейной во всем звуковом диапазоне частот.

При проектировании описываемого ниже усилителя за основу был взят уже упоминавшийся «Quad 405», удачно сочетающий высокие технические характеристики и простоту схемы. Структурная схема усилителя в основном осталась неизменной, исключены лишь цепь «вольтодобавки» и устройство защиты транзисторов выходного каскада от перегрузки. Практика показала, что такие устройства защиты не устраняют полностью отказов транзисторов, но вносят нелинейные искажения при максимальной выходной мощности. Ток же транзистора можно ограничить иначе, например используя защиту от перегрузки по току в стабилизаторах напряжения. В то же время представляется целесообразной защита громкоговорителей при выходе из строя усилителя или источников питания.

Исключение цепи «вольтодобавки» привело к некоторому снижению выходной мощности, однако полученное значение (примерно 60 Вт) в большинстве случаев достаточно. При необходимости цепь «вольтодобавки» можно восстановить в соответствии со схемой [2], однако следует учитывать, что «вольтодобавка» может вызвать увеличение нелинейных искажений.

Для улучшения симметрии усилителя выходной каскад выполнен на комплементарной паре транзисторов (рис. 3). Учитывая, что основные параметры усилителя улучшаются с ростом коэффициента передачи тока $h_{21э}$, в выходном каскаде применены составные транзисторы КТ827А (VT9) и КТ825Г (VT10), в оконечном каскаде линейного усилителя (VT5) — составной транзистор КТ825Г. Для уменьшения нелинейных искажений типа «ступенька» между базами транзисторов VT9 и VT10 включены диоды VD5 и VD6. При этом обеспечивается достаточно надежное закрывание транзисторов выходного каскада в отсутствие сигнала. При выборе составных транзисторов необходимо обратить внимание на значение неуправляемого начального тока коллектора $I_{к0}$ - оно должно быть минимально



FU1
+30В
3А
VT1, VT3, VT4
КТ3107Б
C7
100мк×16В
R8
560
R13
3,3к
R15
270
R10
100
R21
22
L1
C14
220мк 63В
C16
0,1мк
R28
100к
VD10
КД522Б
R30*
300
K1
Общ
VT6
КТ312В
VT7
КТ608Б
C18
220мк×10В
R27
82к
VD8
КД522Б
VD9
КД522Б
C6
0,047мк
R9
22к
VT1
КТ3107
VT3
VT4
C12
330
VT5
КТ825Г
R16
1,2к
C10
1,9...15
R5
1к
A1 К574УД1А
VD1
КС515А
C3
0,047мк
C11* 91
R20
47
VD3
VD4
VT9
КТ827А
R4 330к
C4 0,047мк
A1
R11
3,3к
C8
330
VT2
КТ3102Б
R7 3,3к
C1
0,15мк
C9
100
R14 510
VD3-VD6
КД510А
L2
R24 10к
R25
10к
R26 10к
VT8
КТ312В
Вход
R1
100к
R3
10к
R12
180
C13
0,1мк
R22
10
VD7
КД522Б
C19
R29
6,8к
68мк×30В
C2
100мк
×16В
C5
0,047мк
VD5
VD6
R2
10к
VT10
КТ825Г
VD11
КД510А
VD2
КС515А
R6
1к
HL1
HL2
K1.1
K1.2
C15
220мк 63В
C17
0,1мк
VD12
КД510А
Выход
R17
1,5к
R18 1,5к
R19 1,5к
R23
22
L3
FU2 5А
FU3 3А
-30В

Рис. 3

возможным. В противном случае ухудшаются характеристики усилителя, а при очень больших токах $I_{к0}$ возможны самопроизвольные открывания одного из плеч выходного каскада.

Незначительно изменена входная цепь усилителя. В качестве сигнального использован неинвертирующий вход операционного усилителя DA1, что позволило увеличить входное сопротивление усилителя (оно определяется сопротивлением резистора R1 и равно 100 кОм). Какого-либо ухудшения характеристик усилителя не отмечалось. Если большое входное сопротивление не требуется, входную цепь можно выполнить в соответствии с [2]. Входное сопротивление при этом снизится до 22 кОм, но усилитель станет инвертирующим и менее склонным к самовозбуждению при возникновении обратной связи между его выходом и входом (эта связь будет отрицательной). Следует отметить, что при правильно выполненном монтаже и неинвертирующем варианте устойчивость усилителя остается высокой.

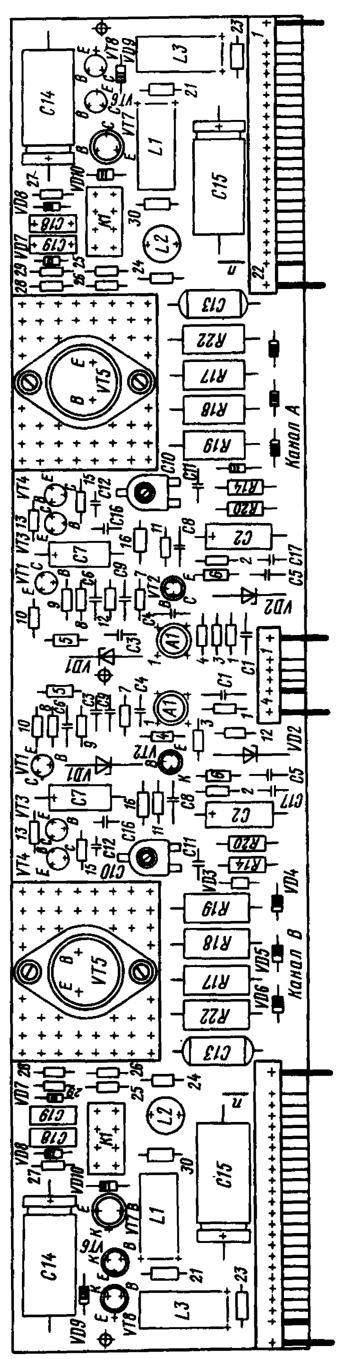
Для исключения щелчков в громкоговорителях, обусловленных переходными процессами при включении напряжения питания, а также для защиты громкоговорителей от постоянного напряжения при выходе из строя усилителя или источников питания применено простое, хорошо зарекомендовавшее себя устройство, выполненное на транзисторах VT6—VT8. При срабатывании этого устройства загорается одна из ламп HL1 или HL2, сигнализируя о наличии на выходе усилителя постоянного напряжения той или иной полярности. В остальном схема описываемого усилителя не отличается от схемы усилителя «Quad 405».

Печатная плата усилителя (на рис. 4 приведен ее чертеж для стереофонического варианта) изготовлена из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 2 мм. Все цепи каналов полностью разделены. Как показала проверка, это облегчает получение низкого уровня фона, уменьшает проникание сигнала из канала в канал. По той же причине каждый из каналов усилителя питается от отдельного двуполярного стабилизированного источника питания.

Для соединения с внешними цепями применены три стандартных разъема типа МРН; через один из них (МРН 4-1) поступают входные сигналы, через два других (МРН 22-1) подключаются транзисторы выходных каскадов, источники питания и головки громкоговорителей. Разводка цепей по контактам соединителя приведена в таблице.

Если подходящие соединители отсутствуют, вместо них можно использовать монтажные стойки или пустотелые заклепки. В устройстве применены также детали следующих типов: резисторы МЛТ, конденсаторы — КМ-6Б (С1, С3—С6, С8, С9, С11, С12, С16, С17), МБМ (С13), К50-29, (С14, С15), К53-16 (С18, С19), К53-18 (С2, С7), подстроечные конденсаторы КТ2-19, реле РЭС-48А (паспорт РС4.590.201). Катушки намотаны проводом ПЭВ-2 1,0 мм в два слоя на каркасах диаметром 10 и длиной 30 мм и содержат: L1 и L3 — по 50 витков (индуктивность 5...7 мкГн), L2 — 30 витков (индуктивность примерно 3 мкГн). Длина намотки катушки L1 и L3 26 мм, а L2 — 18 мм. Катушки могут быть и бескаркасными. В этом случае их наматывают тем же проводом внатяг на оправке диаметром 9... 10 мм. Жесткость катушек, снятых с оправки, вполне достаточна. При необходимости ее можно повысить, скрепив витки подходящим клеем или эпоксидной смолой. Для уменьшения взаимной связи катушки L1 и L3 установлены перпендикулярно друг другу и параллельно плате, а L2 — перпендикулярно плате.

Вместо указанных на схеме в усилителе можно использовать операционные



350
90
C14
C15
C13
C7
C2
L1
L2
L3
K1
VT5
R22
R17
R18
R19
R14
R20
Канал A
Канал B
VD1
VD2
VT1
VT2
VT3
VT4
VT6
VT7
VT8

Рис. 4

Таблица

Адрес	Контакт соединителя	
	канал А	канал В
	Входные цепи	
Источник сигнала	1	4
Общий провод	2	3
	Выходные цепи	
Общий провод	1, 2, 7	21, 22
—30 В	5, 6, 9, 20	3, 19, 20
+30 В	13, 14	9, 10
Коллектор:		
VT10	3, 4	17, 18
VT9	11, 12	11, 12
Эмиттеры: VT9, VT10	18, 19	4, 5
База:		
VT10	21	2
VT9	22	1
Громкоговоритель	15, 16	7, 8
Индикатор неисправности	17	6

усилители К574УД1Б, К574УД1В, К544УД2, μ740, TL072; транзисторы КТ312В, КТ373А, ВС107В, BFY34, 2N2219A, ВС682, ZTX304, ВСХ32 (VT2, VT6, VT8); КТ3107В, КТ3107И, КТ313Б, КТ361В, КТ361К, ВС212, ВС177В, 2N2905A, ВС214С, ВСХ36, ZTX504Э (VT1, VT3, VT4); КТ801, КТ815, ВС107, 2N2219A, ВС682 (VT7). Вместо транзистора КТ825Г можно применить 2Т825А, 2Т825Б, 2N6287, вместо КТ827А—2Т827А, 2Т827Б, 2N6284. Диоды VD3—VD6, VD11, VD12 — любые кремниевые с максимальным прямым током не менее 100 мА, VD7—VD6 — то же, но с прямым током не менее 50 мА (например, диоды 1N914). Стабилитроны КС515А можно заменить любыми с номинальным напряжением стабилизации 15 В и максимальным током стабилизации не менее 20 мА, например ZG15, ZF15, ZPD15, LR150C.

Печатная плата с помощью винтов с надетыми на них трубчатыми втулками установлена на дюралюминиевой задней стенке усилителя, выполняющей одновременно и функции теплоотвода транзисторов выходного каскада (VT9, VT10). Последние закреплены на ней через слюдяные прокладки толщиной 0,05 мм. Теплоотвод — штыревой, изготовлен методом фрезерования. Площадь эффективной теплоотводящей поверхности — около 1250 см^2. Можно использовать и отдельные теплоотводы площадью 400...500 см^2 для каждого из транзисторов выходного каскада. Транзистор VT5 установлен на отдельном штыревом теплоотводе с общей площадью теплоотводящей поверхности примерно 45 см^2 (рис. 5). Радиатор с транзистором VT5 ставится непосредственно на печатную плату. При монтаже транзисторы VT5, VT9, VT10 соединяют с печатной платой проводами минимальной длины.

Реле К1 в устройстве защиты громкоговорителей — любое, с напряжением срабатывания 27 В и суммарным допустимым током через контакты не менее 4 А (РЭС-47, РЭН-34 и т. д.). Сигнальные лампы HL1, HL2 — любые на напряжение

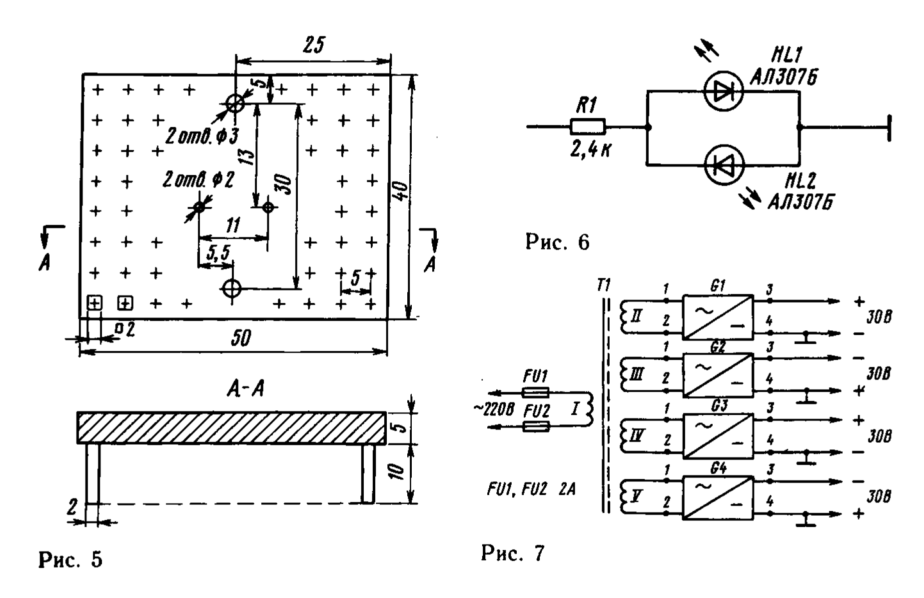


Рис. 5

Рис. 6

Рис. 7

24...28 В (например, СМ 28-1,5). Можно использовать лампы накаливания и на меньшее напряжение, однако в этом случае в цепь их общего провода необходимо включить гасящий резистор соответствующего сопротивления. Индикатор на светодиодах собирают по схеме рис. 6 (диоды VD11, VD12 при этом можно исключить).

Принципиальная схема блока питания стереофонического варианта усилителя приведена на рис. 7. Он содержит сетевой трансформатор T1 с четырьмя вторичными обмотками и такое же количество стабилизированных выпрямителей. Два из них (G1 и G3) обеспечивают напряжение положительной (по отношению к общему проводу) полярности, два других (G2 и G4) — отрицательной. Принципиальные схемы стабилизированных выпрямителей положительной (G1 и G3) и отрицательной (G2 и G4) полярностей приведены на рис. 8 и 9 соответственно.

Каждый из них состоит из мостового однофазного выпрямителя на диодах VD1—VD4, фильтрующих конденсаторов C1—C4 и стабилизатора напряжения на транзисторах VT1, VT2 и стабилитроне VD5. Стабилизаторы напряжения выполнены по известной схеме на транзисторах разной проводимости. Включение обоих транзисторов по схеме с общим эмиттером обеспечивает хорошие параметры такого устройства. К тому же стабилизаторы устойчивы к перегрузке и коротким замыканиям в нагрузке. При коротком замыкании обесточивается стабилитрон VD5 и транзисторы VT1 и VT2 закрываются. После устранения замыкания работоспособность устройства автоматически восстанавливается. Изготовленные автором стабилизаторы выключались при токах нагрузки 6...7 А, что можно считать вполне допустимым, так как скачок тока в момент пробоя одного из транзисторов выходного каскада усилителя превышает это значение. Как видно из схемы (рис. 8 и 9), регулирующий транзистор VT2 включен в «холодный» (т. е. соединенный с общим проводом усилителя) провод выпрямителя. Это позволяет установить регулирующие транзисторы всех четырех стабилизаторов на общий

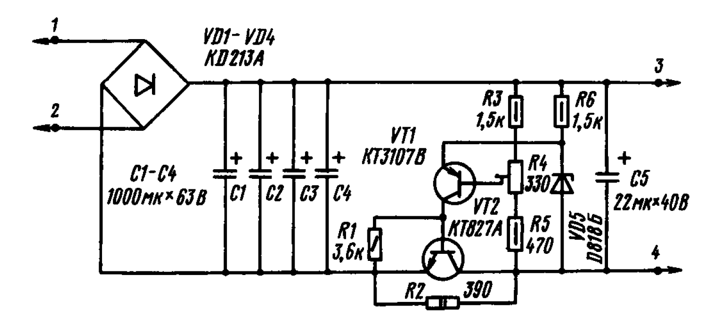


Рис. 8

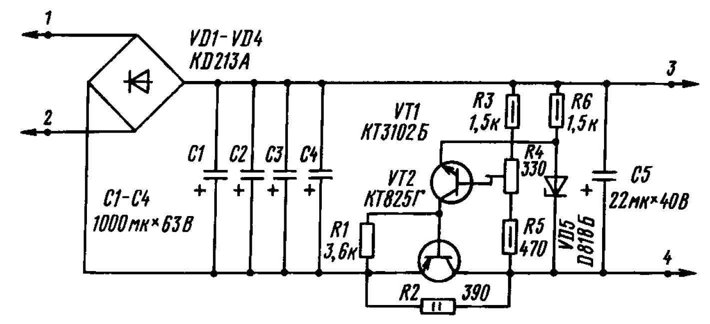


Рис. 9

теплоотвод без каких-либо изолирующих прокладок, но требует для каждого из выпрямителей отдельной обмотки трансформатора.

Трансформатор питания намотан на тороидальном магнитопроводе ОЛ 100/50—50 сечением 12,5 см^2 из электротехнической стали Э360. Его обмотка I содержит 880 витков провода ПЭВ-2 0,86, каждая из обмоток II...IV — по 120 витков провода ПЭВ-2 1,14. Для уменьшения внешних полей, а следовательно, и наводок на чувствительные к таким помехам цепи число витков обмоток трансформатора выбрано несколько большим, чем требовалось по расчету. С этой же целью между первичной и вторичной обмотками трансформатора помещен электростатический экран (один слой провода ПЭВ-2 0,3). Последний можно намотать и алюминиевой фольгой (например, от металлобумажных конденсаторов большой емкости), предусмотрев изоляцию ее витков друг от друга и от остальных обмоток. Лучше всего подходит лента из фольги шириной 10...20 мм, изолированная с обеих сторон конденсаторной бумагой.

Если, несмотря на эти меры, уровень фона усилителя окажется все же высоким, рекомендуется попробовать изменить монтаж цепей питания и поместить трансформатор питания в экран. Практика показала, что если трансформатор рассчитан и изготовлен правильно, то преобладающую роль в создании помех играет не магнитное, а электрическое поле, поэтому для снижения уровня помех экран целесообразно выполнить из немагнитного материала, например из листового алюминиевого сплава.

Если в распоряжении конструктора имеется трансформатор только с двумя подходящими обмотками, схему блока питания можно видоизменить следующим образом: соединить с общим проводом выводы 3 (а не 4) стабилизаторов, в ка-

честве стабилизаторов напряжений положительной полярности использовать стабилизированные выпрямители G2 и G4, отрицательной — G1, G3 (рис. 7).

От одной из вторичных обмоток подается напряжение питания стабилизированным выпрямителям G1 и G3, а от второй — G2 и G4. Транзисторы VT2 следует ставить на теплоотвод через изолирующие прокладки.

Каждый из стабилизированных выпрямителей смонтирован на отдельной печатной плате (рис. 10), изготовленной из одностороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 2 мм. Расположение деталей стабилизированного выпря-

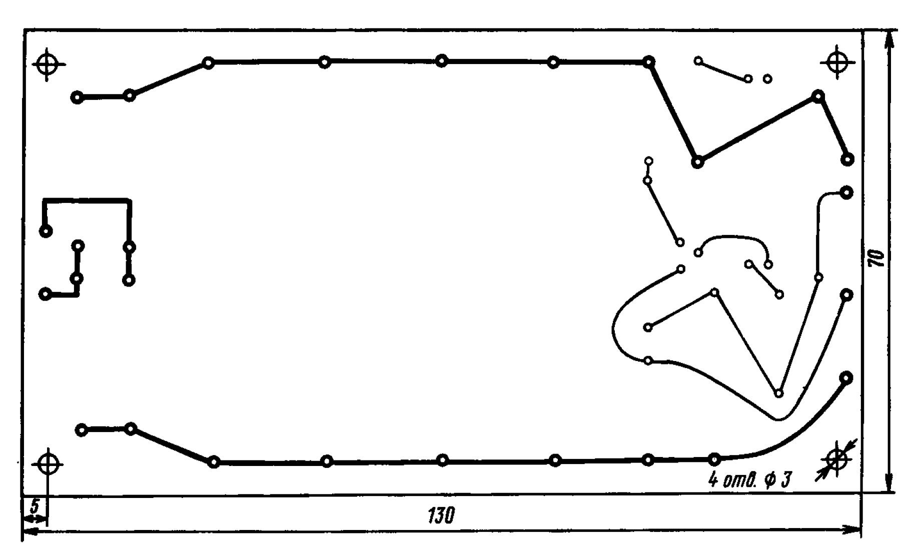


Рис. 10

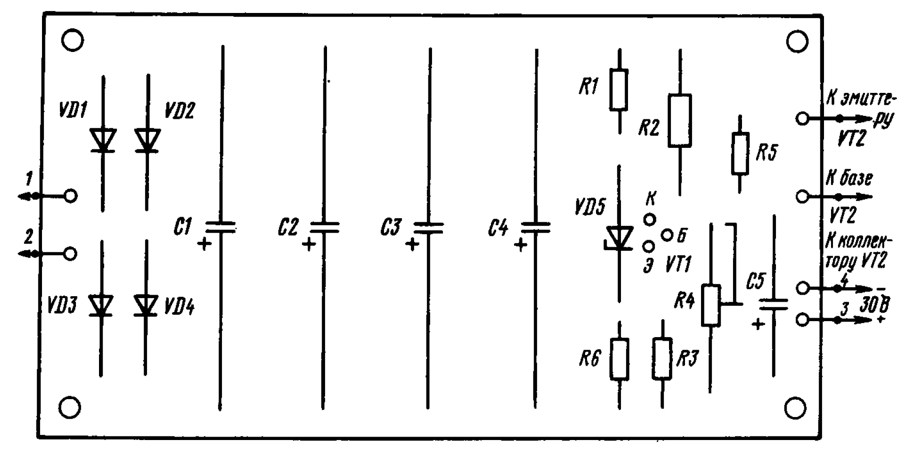


Рис. 11

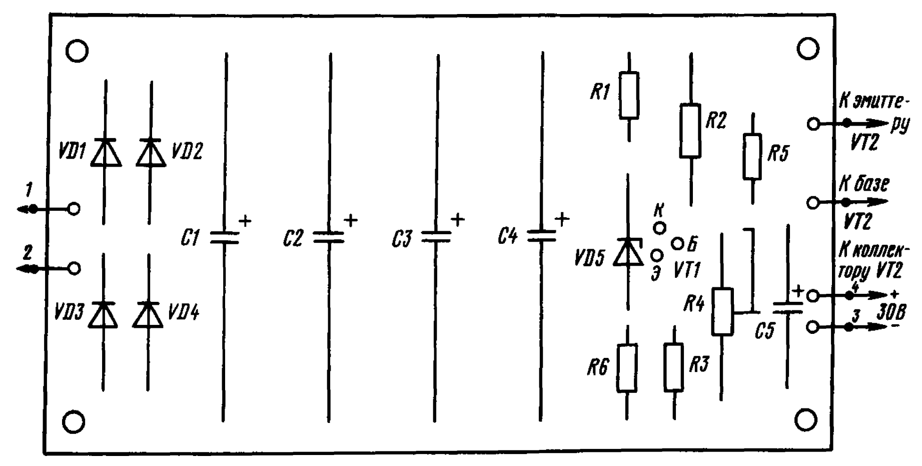


Рис 12

мителя положительной полярности G1 и G3 приведено на рис. 11, отрицательной G2 и G4 — на рис. 12.

Печатные платы рассчитаны на установку конденсаторов К50-29 (С1—С4), К53-18 (С5), резисторов МЛТ. Диоды КД213А (VD1—VD4) монтируют на печатной плате без теплоотводов. Регулирующие транзисторы VT2 устанавливают на теплоотводе, в качестве которого можно использовать металлические шасси усилителя, и соединяют с печатными платами проводниками минимальной длины.

В блоке питания вместо указанных на схемах транзисторов можно использовать транзисторы КТ313Б, КТ361В, КТ361К, ВС212, ВС177В, 2N2905A, BC214C, BCX36, ZTX504 (VT1 в стабилизаторе напряжения положительной полярности), КТ827Б, 2Т827А, 2Т827Б, 2N6284 (VT2 там же); КТ315В: КТ312В, КТ3102А, ВС107В: BFY34, 2N2219A, BC682, ZTX304, BCX32 (VT1 в стабилизаторе напряжений отрицательной полярности); КТ825Д, 2Т825А, 2Т825Б, 2N6287, (VI2 там же).

Стабилитроны Д818Б можно заменить стабилитронами серии Д818 или любыми другими с номинальным напряжением стабилизации 8...9 В. Конденсаторы С1—С4 — К50-16, К50-18, К50-24, К50-27 и т. п.; VD1—VD4 — любые выпрямительные диоды с максимальным выпрямленным током не менее 10 А и обратным напряжением свыше 100 В. Подстроечный многооборотный резистор R4 — СП5-14 или СП5-22.

Налаживание усилителя начинают с блока питания. При нагрузке каждого из стабилизированных выпрямителей на эквивалент сопротивлением 27...75 Ом с помощью подстроечных резисторов устанавливают напряжение питания 30 В.

Смонтированный из исправных деталей усилитель мощности налаживания почти не требует. Необходимо лишь подобрать сопротивление резистора R30 (по надежному срабатыванию реле К1 через несколько секунд после подачи питания) и суммарную емкость конденсаторов С10, С11 (по минимуму нелинейных искажений на частоте 20 кГц). Рекомендуемая некоторыми авторами методика подбора этой емкости по минимуму искажений формы выходного сигнала на частотах 50...100 кГц по осциллографу не всегда дает нужный результат, поэтому ею целе-

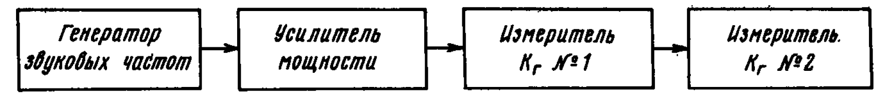


Рис. 13

сообразно пользоваться только при отсутствии измерителя нелинейных искажений.

В некоторых случаях, когда разрешающая способность измерителя нелинейных искажений ограничена конечной избирательностью фильтров измерителя, можно воспользоваться методом, суть которого заключается в том, что два измерителя нелинейных искажений включаются последовательно (рис. 13). На испытуемый усилитель мощности необходимо подать сигнал с генератора звуковых частот, $K_г$ которого должен быть минимально возможным, но не более 0,02 %. Если $K_г$ генератора, имеющегося в распоряжении конструктора, превышает это значение, то между генератором и усилителем можно включить пассивный фильтр, с помощью которого $K_г$ следует понизить до требуемого значения.

Органы регулировки измерителя $K_г$ № 1 следует установить в такое положение, при котором его показания будут равны 10 или 1 %. С выхода измерителя $K_г$ № 1 (выход «осциллограф») сигнал подается на вход измерителя $K_г$ № 2, показания которого необходимо умножить на 0,1 (для первого случая) или на 0,01 (для второго случая). Измеритель $K_г$ № 2 может работать в автоматическом режиме, а измеритель $K_г$ № 1 — обязательно в ручном. Для измерения $K_г$ на средних частотах компенсационным методом можно воспользоваться несложной приставкой [3] (рис. 14). Резисторами R3, R4, R7 компенсируют активные составляющие разбаланса, резистором R2 — реактивные. Компенсацию производят до получения минимального уровня остаточного сигнала (между точками А и В), наблюдаемого на экране осциллографа PS1. Цепь R9C4 ослабляет попавшие на выход усилителя высокочастотные внешние наводки и, таким образом, повышает точность измерения. Так как точная компенсация возможна только на одной частоте, $K_г$ генератора звуковой частоты G1 и в этом случае должен быть минимально возможным. Выходное напряжение генератора должно быть равным выходному напряжению усилителя в режиме измерения $K_г$. Сопротивление резистора R6 выбирают так,

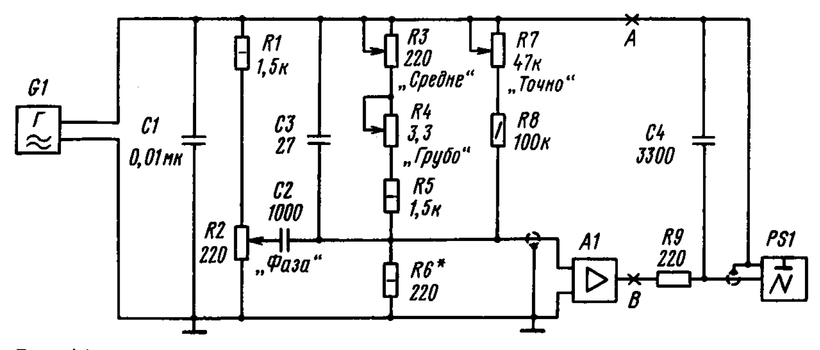


Рис. 14

чтобы при средних значениях сопротивлений резисторов R3 и R4 напряжение на входе усилителя A1 равнялось номинальному.

Несколько экземпляров описываемого усилителя мощности всесторонне испытывались. Их основные технические характеристики оказались следующими:

Максимальная выходная мощность, Вт, на нагрузке сопротивлением 4 Ом	2×60
Номинальное входное напряжение, В	0,2
Скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс	5,5
Отношение сигнал-шум (невзвешенное), дБ	80
Коэффициент гармоник в диапазоне 20...20 000 Гц, %, не более	0,05

Последний из этих параметров измерялся серийным прибором С6-5. Источником сигнала служил измерительный генератор с $K_г=0{,}05$ %. Измеренные значения $K_г$ на входе и выходе усилителя практически совпали, из чего можно сделать вывод, что уровень вносимых им нелинейных искажений меньше 0,05 %.

При испытаниях первого из собранных усилителей наблюдалось интересное явление: $K_г$ существенно зависел от места подключения соответствующего провода динамической головки громкоговорителя к общему проводу усилителя; при подключении головки громкоговорителя к общему проводу непосредственно на соединителе печатной платы усилителя $K_г$ оказался примерно втрое меньше, чем в том случае, когда тот же провод головки был соединен с общим проводом в источнике питания. Выяснилось, что для обеспечения малого уровня нелинейных искажений и фона монтаж внешних цепей усилителя должен удовлетворять определенным требованиям. Сечение проводников, особенно токонесущих, должно быть не менее 0,5 мм^2. Все соединительные проводники должны быть минимальной длины. Провода питания, провода, соединяющие выход усилителя с разъемом для подключения головки громкоговорителя, необходимо свить по всей длине с шагом не более 40 мм. Точки соединения общих проводов с печатной платой следует подобрать экспериментально по минимуму фона и $K_г$. В некоторых случаях требуется подобрать положение жгутов в корпусе усилителя.

Особое внимание было уделено субъективным экспертизам. Качество звучания усилителя сопоставлялось с качеством звучания целого ряда промышленных и радиолюбительских устройств с близкими основными параметрами. Источники сигналов и акустические системы, естественно, во всех случаях были одними и теми же.

В ходе экспертиз отмечено более естественное звучание описываемого усилителя. При воспроизведении одной и той же фонограммы для получения примерно одинаково сбалансированного по тембру звучания в большинстве сравниваемых усилителей требовался подъем АЧХ в области высоких частот от 3 до 10 дБ.

Фонограммы, которые при прослушивании через другие усилители воспринимались как одинаковые по качеству, с новым усилителем стали звучать по-разному. Интересно и то, что преимущества описываемого усилителя отмечались даже при использовании источника сигнала среднего качества. В частности, оценивалось звучание при работе от кассетного магнитофона с электрическими характеристиками, соответствующими второму классу. Несмотря на то, что его параметры были значительно хуже, чем у любого из сравниваемых усилителей ($K_г$ около 2 % на частоте 1 кГц, рабочий диапазон частот —40...14 000 Гц, отношение сигнал-шум,

взвешенное по кривой МЭК-А, около 56 дБ), при включении в тракт описываемого усилителя мощности качество звучания заметно улучшалось. В большинстве случаев оказалось возможным прослушивать фонограммы, не пользуясь темброблоком, подавая сигнал непосредственно на усилитель мощности.

Естественно, что наиболее полно возможности разработанного усилителя реализуются в том случае, если остальные звенья звуковоспроизводящего комплекта имеют соответствующие хорошие характеристики.

Список литературы

1. **Солнцев Ю.** Высококачественный усилитель мощности//Радио.— 1984.— № 5.— С. 29—34.
2. **Walker P. J.** Current dumping audio amplifier.— Wireless World, 1975, December,.— PP. 560—562.
3. **Зуев П.** Усилитель с многопетлевой ООС//Радио.— 1984.— № 12.— С. 42—43.

УДК 681.84.081/083

ТРЕХКОМПОНЕНТНАЯ СИСТЕМА ЗВУКОВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

М. Лаб. (ЧСФР)

Высококачественная звуковоспроизводящая радиоаппаратура перестает быть роскошью и постепенно становится неотъемлемой частью нашего быта. Одна из главных проблем, которую приходится решать, приобретая или изготавливая такую аппаратуру,— это размещение ее в жилом помещении. В основном это относится к акустическим системам (АС), объем которых нередко достигает многих десятков литров (иначе не обеспечить высококачественного звучания на низших звуковых частотах). Например, для высококачественного воспроизведения классической музыки объем каждой из АС стереосистемы должен быть не менее 50, а лучше —100 л. Ясно, что разместить две такие АС в жилой комнате сложно.

Задача значительно упростится, если учесть, что стереоэффект надежно проявляется только на частотах выше 300 Гц. В этом случае для воспроизведения колебаний низших частот можно использовать общую АС, а для воспроизведения стереоинформации — две АС значительно меньшего объема, которые нетрудно разместить в любом месте (повесить на стену, вставить в мебельную стенку и т. д.).

Основываясь на сказанном, была предпринята попытка сконструировать подобную стереосистему. При этом наряду с необходимостью максимально возможного уменьшения размеров АС и обеспечения достаточно высокого качества звучания на низших частотах ставилась задача достижения цели с минимальными экономическими затратами. А их, как известно, можно снизить не только использованием минимального числа недорогих динамических головок, но и соответствующей конструкцией АС, обеспечивающей возможно более высокую характеристическую чувствительность. Благодаря этому, можно снизить требования к резерву выходной мощности усилителя звуковой частоты (УЗЧ), а следовательно, и его стоимость. Была проанализирована структурная схема обычного стереофонического звуковоспроизводящего устройства (рис. 1), состоящего из двух идентичных УЗЧ (А1, А2) и такого же числа широкополосных АС (ВА1, ВА2), представляющих собой закрытый ящик или ящик-фазоинвертор. Для обеспечения приемлемой передачи низших частот необходимо найти компромисс между внутренним объемом ящика $V_я$, эффективностью системы μ и нижней границей полосы пропускания $f_н$. Эффективность АС можно рассчитать по формуле $\mu = K_\mu f_н^3 V_я$, где K_μ — коэффициент, в который входят потери в головках, их чувствительность и требуемый диапазон частот. На практике для закрытого ящика, оптимальной конструкции системы ящик-головка и эффективности, выраженной в процентах, этот коэффициент равен $1{,}15 \cdot 10^{-4}$. При использовании ящика-фазоинвертора значение коэффициента может достигать $2{,}34 \cdot 10^{-4}$, а при использовании ящика-фазоинвертора в сочетании с активными фильтрами — даже вдвое большей величины.

Если пренебречь разницей в эффективности ящиков различных типов, из приведенной формулы становится видна зависимость граничной частоты $f_н$ от внутреннего объема $V_я$. Поэтому из соображений экономии для воспроизведения колебаний низших частот выгодно использовать лишь одну АС, выбрав ее внутренний объем таким образом, чтобы она воспроизводила их с удовлетворительным качеством.

Практическими исследованиями было установлено, что частота, на которой кажущийся источник низкочастотного сигнала становится локализуемым, зависит от крутизны спада АЧХ фильтра, ограничивающего полосу пропускаемых частот. Поэтому, например, при использовании для формирования полосы рабочих частот в общей низкочастотной АС фильтра нижних частот (ФНЧ) второго порядка (крутизна спада АЧХ равна 12 дБ на октаву) частота разделения низко- и средневысокочастотной полос должна быть не выше 80 Гц. При использовании фильтра третьего порядка (18 дБ на октаву) частоту разделения можно повысить до 120 Гц. Частоту раздела даже при использовании ФНЧ второго порядка можно повысить до 180 Гц без какого-либо ухудшения локализации по направлению, если общая низкочастотная АС установлена между средневысокочастотными канальными АС.

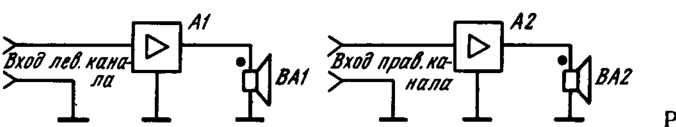


Рис. 1

Следовательно, в стереосистеме можно использовать низкочастотную АС, питаемую суммарным сигналом обоих каналов, с ограниченной до 180 Гц полосой пропускания. Акустические системы, воспроизводящие средневысокочастотные сигналы левого и правого каналов, могут иметь нижнюю границу рабочего диапазона частот около 100 Гц.

Простейшее решение поставленной задачи — использование активной низкочастотной АС (с собственным усилителем мощности ЗЧ, активными фильтрами и источником питания). Структурная схема такой стереосистемы изображена на рис. 2. Сигналы левого и правого каналов суммируются на входе активного ФНЧ Z1. Выделенные последним составляющие низших частот усиливаются усилителем мощности А3 и воспроизводятся низкочастотной АС ВА3. Несмотря на простоту, этот вариант решения неприемлем, так как требует значительных затрат на реализацию и, кроме того, не совместим (без необходимых доработок) с имеющимся стереофоническим звуковоспроизводящим трактом.

Подключить низкочастотную АС к выходам стереофонического устройства можно разными способами. Один из них заключается в том, что в каждом канале используется своя низкочастотная динамическая головка, подключаемая к выходу через пассивный разделительный фильтр, служащий одновременно и для отделения сигнала в средневысокочастотную канальную АС. Недостаток этого решения в необходимости двукратного увеличения объема ящика низкочастотной АС, так как каждая головка должна иметь соответствующий ей объем воздуха. При использовании общего ящика для обоих головок возникают проблемы с раздельным регулированием уровня сигнала на каждой из головок при подаче на них стереофонического и монофонического сигналов, и вследствие этого возрастают переходные искажения.

Второй способ заключается в использовании специальной низкочастотной головки громкоговорителя с двумя звуковыми катушками (одну из них подключают через пассивный фильтр к выходу левого канала, вторую — через такой же фильтр — к выходу правого).

Однако и эти варианты решения задачи не удовлетворяют поставленным выше условиям. Первый требует применения ящика с большим внутренним (а следовательно, и внешним) объемом, второй — специальной головки, которая из-за повышенной массы звуковой катушки не будет обладать достаточно большой характеристической чувствительностью. К тому же ни в одной из этих конструкций невозможно (без компромиссов) согласование ящика с головкой громкоговорителя.

Третий вариант подключения пассивной низкочастотной АС к стереофоническому УЗЧ поясняется структурной схемой, изображенной на рис. 3. Она основывается на том, что сигналы низших частот на промышленных фонограммах записаны в монофоническом звучании, а следовательно, повернув фазу сигнала в одном из каналов на 180°, можно между выходами стереоканалов получить низкочастотный сигнал с удвоенной амплитудой (стереофонический усилитель становится подобен мостовому). Для правильного воспроизведения средне- и высокочастотных составляющих стереосигналов достаточно изменить фазировку соответствующей АС (в нашем примере — ВА1). Следует отметить, что стереоусилитель в этом случае развивает на низших частотах почти вчетверо большую мощность, чем каждый из каналов в отдельности (естественно, при одинаковом

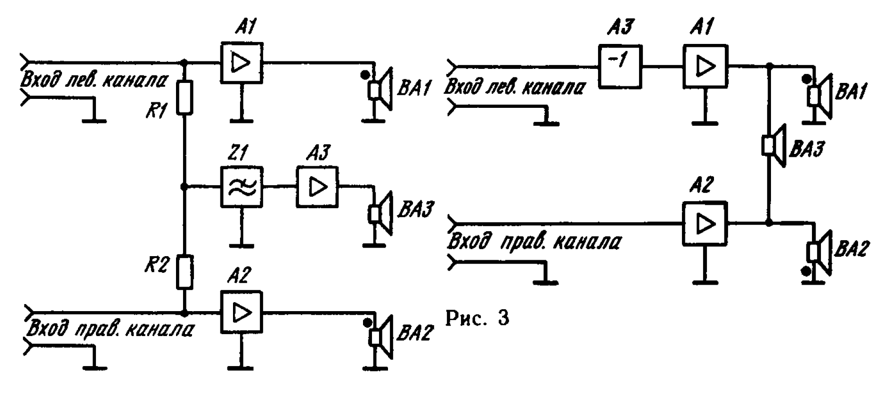


Рис. 3

Рис. 2

сопротивлении нагрузки), поэтому необходимо проверить, достаточна ли мощность оконечных каскадов усилителя, т. е. обеспечит ли нужный ток источник питания, выдержат ли нагрузку его мощные транзисторы, устройство защиты.

Конечно, такую мощность усилитель способен развить только при воспроизведении монофонических сигналов. Если же сигнал записан только в одном канале, общая низкочастотная АС нагружает только этот канал, причем ее второй вывод «заземлен» через малое выходное сопротивление второго канала.

При отключении низкочастотной АС стереосистема по схеме на рис. 3 сходна с обычной (рис. 1) с той только разницей, что обе ветви ее питания (если усилитель питается от двуполярного источника) на низших частотах (а они почти всегда когерентны) нагружены симметрично.

Таким образом и от обычного стереоусилителя можно получить бóльшую (по сравнению с исходным вариантом включения) выходную мощность.

Общая низкочастотная АС в рассматриваемом случае так же, как и активная (рис. 2), возбуждается суммарным сигналом. Однако речь идет не о сумме напряжений, как при использовании активной АС, или акустических давлений двух отдельных головок, а о сумме электрических мощностей. При этом мощность, развиваемая АС, зависит от ее электрического сопротивления, а характеристическая чувствительность — от соотношения сопротивлений этой АС и средневысокочастотных канальных АС.

Для обеспечения нормальной работы стереосистемы по структурной схеме на рис. 3 общая низкочастотная АС ВА3 должна обладать вдвое бóльшим (по сравнению с ВА1, ВА2) номинальным сопротивлением. Правда, в этом случае излучение составляющих нижних частот, присутствующих только в одном канале, будет на 3 дБ меньше, чем из АС ВА1, ВА2, однако на практике эти составляющие обычно всегда присутствуют в обоих каналах одновременно. Подобная диспропорция уровней спектральных составляющих будет заметна разве что при проигрывании компакт-дисков с записями электронной музыки. С таким недостатком вполне можно мириться, тем более, что вдвое большее сопротивление низкочастотной АС желательно и для стереоусилителя, так как предотвращает его перегрузку.

Рассмотрев все достоинства и недостатки рассмотренных вариантов построения стереофонического звуковоспроизводящего устройства с общей низкочастотной АС, было решено остановиться на последнем варианте, так как он, помимо всего прочего, удовлетворяет и требованию совместимости с обычным стереоустройством. С учетом общепринятых в настоящее время номинальных значений электрическое сопротивление общей низкочастотной АС целесообразно выбрать равным 8, а средне-высокочастотных канальных (далее для краткости — просто канальных) —4 Ом. При этом как первая, так и вторые должны обладать одинаковой характеристической чувствительностью, полоса воспроизводимых частот должна быть не уже 40...16 000 Гц при неравномерности не более 6 дБ, причем при номинальной выходной мощности они должны создавать акустическое давление на расстоянии 1 м около 100 дБ.

Объем низкочастотной АС не должен превышать 80, канальных —10 л. Угол излучения всей системы в горизонтальной плоскости должен быть не менее $\pm 20°$, в вертикальной — $\pm 15°$ во всем рабочем диапазоне частот при неравномерности не более 4 дБ.

Как следует из формулы, приведенной в начале статьи, эффективность АС зависит от конструкции ящика. По аналогии с фильтрами систему динамических головок в самой низкочастотной области можно приравнять к электронному фильтру верхних частот (ФВЧ). В соответствии с этим АС в акустическом оформлении в виде закрытого ящика можно рассматривать как ФВЧ второго порядка, причем если она спроектирована таким образом, что коэффициент затухания равен 0,7, то она обладает такими же свойствами, что и ФВЧ Баттерворта второго порядка, а ее АЧХ гладкая. Если же акустическое оформление выполнено в виде ящика-фазоинвертора, и при оптимальных электроакустических параметрах примененной головки АС имеет максимально ровную АЧХ, она соответствует ФВЧ Баттерворта четвертого порядка. В случае, если настройка фазоинвертора неоптимальна, а АЧХ имеет волнообразный характер, АС можно рассматривать как ФВЧ Чебышева, а если такая АС дополнена электронным фильтром, то с его помощью ее электроакустические параметры можно улучшить так, что они станут соответствовать ФВЧ Баттерворта шестого порядка.

С учетом сказанного низкочастотная АС проектировалась таким образом, чтобы выполнялось главное требование: удовлетворительное воспроизведение колебаний низших частот при минимальном объеме ящика. В этом случае наиболее подходит динамическая головка с полной добротностью без акустического оформления Q_{TS} в пределах от 0,3 до 0,4 и минимальным эквивалентным объемом V_{AS}, характеризующим гибкость ее подвижной системы.

Для начала были измерены электроакустические параметры низкочастотных головок фирмы «Tesla» ARN6608 (диаметром 200 мм), ARN738 (270 мм) ARN8608 (300 мм). Исходя из предъявленных требований, т. е. возможности установки в закрытый ящик или ящик-фазоинвертор, предпочтение было отдано головке ARN8608, которая, кстати, оказалась и наиболее устойчивой к перегрузке (паспортная мощность —30 Вт). Поскольку как эффективность, так и нижняя граничная частота АС в значительной мере зависят от вида акустического оформления и его объема, экспериментально было проверено несколько вариантов АС с этой головкой.

Сначала испытывался закрытый ящик с коэффициентом затухания около

0,8, что необходимо для оптимального использования возможностей головки. При таком значении коэффициента затухания амплитуда колебаний диффузора при воспроизведении переходных процессов минимальна, а значит, минимальны и переходные искажения. Внутренний объем АС — около 58 л, нижняя граничная частота при неравномерности АЧХ до 3 дБ —48 Гц. По сравнению с приводимыми изготовителем головки данными это значение граничной частоты для выбранного объема ящика несоответственно высоко, однако необходимо принять во внимание, что заводские данные обусловлены всевозможными внутренними инструкциями и нормами, которые допускают большой разброс чувствительности на граничной частоте. Особых мер по заглушению ящика не принималось, только на стенках был размещен слой ротафлекса для подавления стоячих волн.

Акустическое оформление в виде закрытого ящика удовлетворяет большинству сформулированных выше требований к низкочастотной АС, лишь нижняя граничная частота оказалась выше, чем предполагалось. Внешний объем АС вполне приемлем.

Однако электроакустические параметры головки ARN8608 и прежде всего добротность $Q_{TS}=0{,}35$ предполагают ее установку в оптимально настроенный ящик-фазоинвертор. Из-за большого значения эквивалентного объема V_{AS} внутренний объем такого ящика должен быть около 202 л. В этом случае нижняя граничная частота при неравномерности АЧХ 3 дБ практически не отличается от резонансной частоты головки (27 Гц). На эту же частоту настроен и фазоинвертор, туннель которого выполнен в виде трубы внутренним диаметром 70 и длиной 128 мм. У такой АС - ровная АЧХ, начиная с 27 Гц, максимальная эффективность и относительно малые искажения. К сожалению, она не отвечает основному требованию: ее объем более чем вдвое превышает заданный (80 л). Для размещения такой АС необходимо помещение достаточного объема с хорошей звукоизоляцией. Подобная АС создает большие трудности при проигрывании грампластинок — под действием НЧ колебаний акустического давления звукосниматель начинает перескакивать с дорожки на дорожку.

Еще один возможный вариант АС — ящик-фазоинвертор, сконструированный таким образом, что в сочетании с электронным корректором образуется цепь, аналогичная ФВЧ шестого порядка. В этом случае максимально используется объем ящика, выравнивается АЧХ, нижняя граничная частота при неравномерности 3 дБ составляет те же 27 Гц, и сохраняется высокая эффективность АС. При использовании головки с $Q_{TS}=0{,}3$ оптимальный внутренний объем ящика равен 100 л, частота настройки фазоинвертора —27 Гц (туннель фазоинвертора диаметром 70 и длиной 107 мм). Электронный ФВЧ должен создавать на этой частоте подъем АЧХ на 6 дБ.

Описываемый ниже окончательно выбранный вариант низкочастотной АС построен на основе головки ARN8608 с добротностью $Q_{TS}=0{,}34$, помещенной в ящик-фазоинвертор с внутренним объемом 75 л. Поскольку такое сочетание излучателя и акустического оформления не вполне оптимально, АС спроектирована как ФВЧ четвертого порядка и дополнена активным ФВЧ второго порядка. Хотя в этом случае и ограничивается максимальная мощность излучения в области граничной частоты, АС воспроизводит сигналы, начиная с 32 Гц (на уровне —3 дБ). Из-за неоптимальной настройки фазоинвертора АЧХ в области низших частот имеет неравномерность в пределах 1...2 дБ, что вполне допустимо.

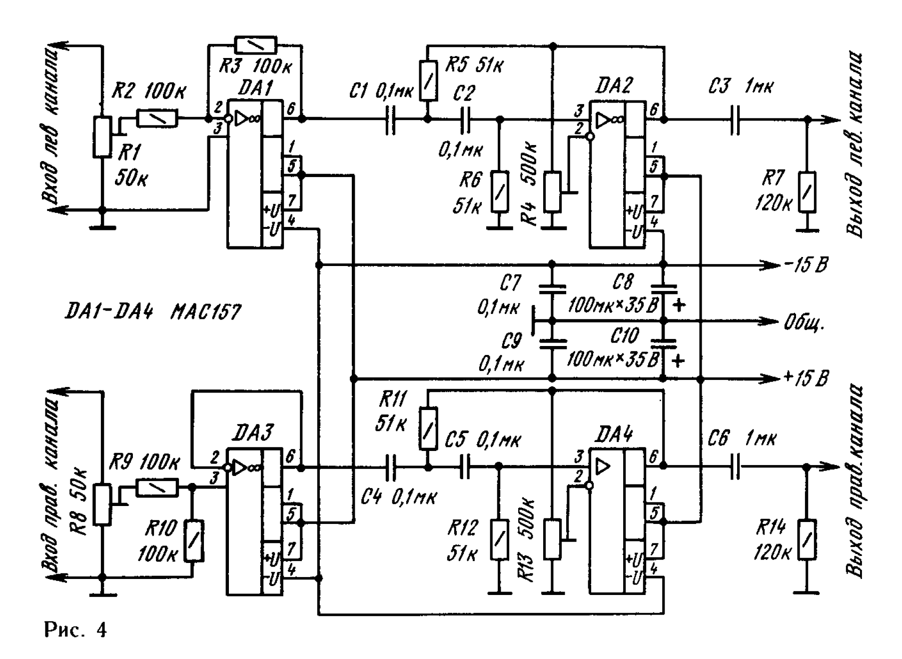


Рис. 4

Активный ФВЧ рассчитан таким образом, что с его помощью можно регулировать коэффициент передачи в области частот, прилежащих к резонансной частоте фазоинвертора, на 6 дБ. Крутизна спада его АЧХ ниже этой частоты — 12 дБ на октаву, что предотвращает повреждение подвижной системы головки, которое могло бы произойти из-за отсутствия механической нагрузки на нее в этой области частот.

Принципиальная схема электронной части системы изображена на рис. 4. Собственно активный ФВЧ выполнен на операционных усилителях (ОУ) DA2 и DA4. Частотозадающие элементы C1, R5, C2, R6 и C4, R11, C5, R12 включены в цепи охватывающих их положительных обратных связей (ОС). Подстроечные резисторы R4 и R13, с помощью которых можно изменять глубину отрицательных ОС, служат для установки требуемого подъема АЧХ на частоте настройки фазоинвертора АС.

На входе ФВЧ правого канала включен инвертор (DA1), левого — повторитель (DA3). Подстроечными резисторами R1 и R8 регулируют коэффициент передачи всего устройства на средних частотах.

Сопротивление R резисторов R5, R6 (в другом канале —R11, R12) для других значений частоты среза f рассчитывают по формуле $R=1/2\pi fC$, где C — емкость конденсаторов C1, C2, C4, C5.

Ящик низкочастотной АС (рис. 5) изготовляют из древесно-стружечной плиты толщиной 22 мм. Стенки склеивают эпоксидным клеем. После его полимеризации наружные поверхности ящика шлифуют наждачной бумагой, а затем лакируют или оклеивают декоративной поливинилхлоридной пленкой, имитирующей ценные породы древесины. Перед окончательной отделкой в передней стенке с помощью того же эпоксидного клея закрепляют туннель фазоинвертора — пластмассовую

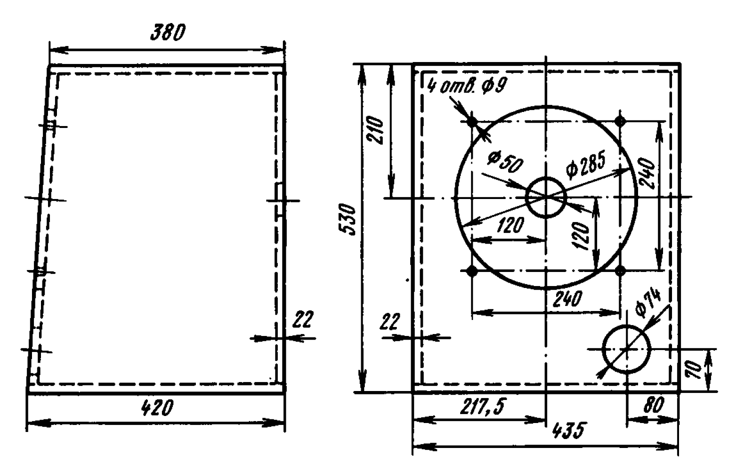


Рис. 5

трубу внутренним диаметром 70, наружным 74 и длиной 120 мм, а к задней (также с применением эпоксидного клея) привинчивают шурупами стеклотекстолитовую панель (рис. 6) с установленными на ней клеммными зажимами для подключения соединительных проводов. Изнутри ящик оклеивают листовым пенополиуретаном толщиной 20...40 мм или другим звукопоглощающим материалом (например, матами из хлопчатобумажной или минеральной ваты и т. п.).

Принципиальная схема фильтра нижних частот (ФНЧ), через который головку ARN8608 подключают к выходам стереофонического УЗЧ, показана на рис. 7. Катушка L1 содержит 80 витков провода ПЭВ-2 1,4, намотанного на каркасе из электрокартона. Ее магнитопровод — Ш20×20 из трансформаторной стали, немагнитный зазор — 1 мм.

Конденсатор C1 составляют из шести оксидных конденсаторов емкостью 33 мкФ. Вместе с катушкой L1 их прикрепляют к задней стенке ящика и соединяют проводом сечением не менее 1 мм^2 с клеммными зажимами XT1, XT2 и выводами головки BA1. Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ, нагружен-

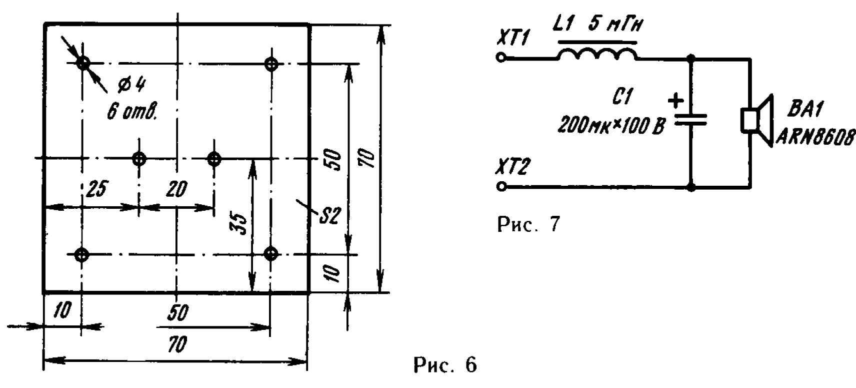


Рис. 7

Рис. 6

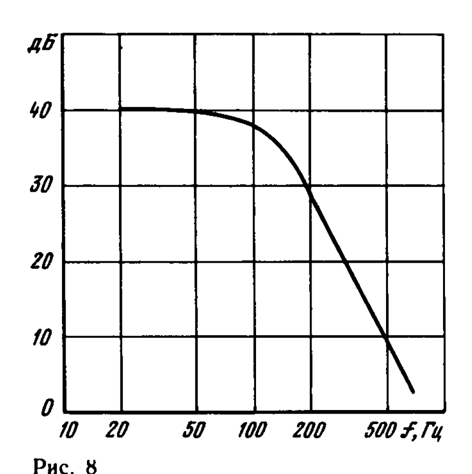
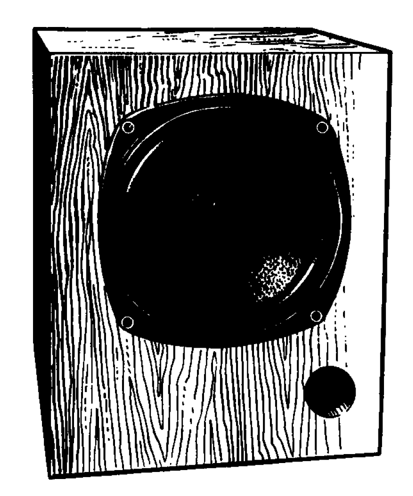


Рис. 8


Рис. 9

ного динамической головкой или резистором сопротивлением 8,2 Ом, должна соответствовать АЧХ, изображенной на рис. 8.

Динамическую головку ARN8608 закрепляют снаружи ящика (рис. 9), с помощью винтов M6×25, под головки которых подложены декоративные шайбы из дюралюминия, и стальных гаек, выточенных в соответствии с рис. 10. До установки головки на место гайки закрепляют на передней панели. Для этого загибают сегменты, образованные в результате пропилов на фланцах, на угол 90° (в сторону резьбовой части), вставляют гайки изнутри в отверстия передней стенки и ввинчивают в них указанные винты до тех пор, пока сегменты не врежутся в стенку. При установке головки места стыка ее диффузородержателя с передней стенкой ящика необходимо герметизировать пластилином.

При разработке канальных АС в дополнение к названным выше учитывалось требование их свободного размещения в мебельной стенке, книжном шкафу. Однако применить в них эллиптические головки невозможно, так как при больших амплитудах колебаний их диффузор деформируется, порождая большие нелинейные искажения, а следовательно, получить от них хорошее качество звучания при высоких уровнях акустического давления невозможно.

Из доступных круглых головок чехословацкого производства подошла только низкочастотная головка ARN5604 диаметром 165 мм, для которой рекомендован

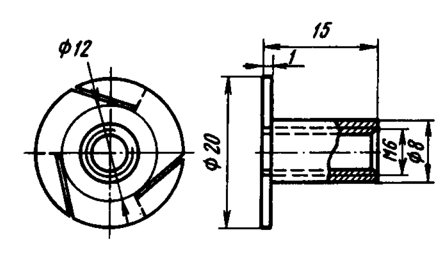


Рис. 10

объем ящика, фактически удовлетворяющий поставленному требованию (до 10 л). Однако при таком диаметре головки передняя панель АС получается широкой, поэтому в порядке эксперимента была оценена возможность применения среднечастотной головки ARZ4604 с нижней граничной частотой около 200 Гц. Конечно, такое значение граничной частоты слишком высоко, однако эта головка отличается большой паспортной мощностью (20 Вт) и большим диаметром звуковой катушки (25,4 мм), что предопределяет хорошее воспроизведение перепадов сигнала. С целью снижения граничной частоты с головки был удален кожух, выполняющий функции заглушающего бокса. После такой доработки резонансная частота головки без акустического оформления оказалась в области частот около 100 Гц, полная добротность Q_{TS} составила примерно 0,6, а эквивалентный объем V_{AS} —3,6 л.

В закрытом ящике объемом до 10 л доработанная головка не способна воспроизвести требуемый диапазон частот (граничная частота оказывается не ниже 150 Гц), поэтому был рассчитан ящик-фазоинвертор объемом 7 л. Нижняя граничная частота АС с таким акустическим оформлением при измерениях в свободном пространстве оказалась равной примерно 76 Гц, а характеристическая чувствительность —86 дБ/м/ Вт. После настройки фазоинвертора (размеры туннеля: диаметр 35, длина 40 мм) граничная частота повысилась до 82 Гц, характеристическая чувствительность приблизилась к значению 87 дБ/м/Вт. Нелинейные искажения на низших частотах при максимальной подводимой мощности 20 Вт не превысили 10 %. Из этого был сделан вывод, что доработанную головку ARZ4604 можно использовать в канальных АС разрабатываемой системы для воспроизведения колебаний средних и высших частот.

Выбор высокочастотной головки проводился с учетом требований к нагрузочной способности и характеристике направленности излучения. Подходящей оказалась головка с куполообразной диафрагмой ARV3604. Испытания большого числа головок показали, что их резонансная частота лежит в пределах 1 200...1 300 Гц, причем в этой области частот они вносят заметные на слух искажения. Учитывая это, а также тот факт, что на частотах выше 2,5 кГц головка ARZ4604 начинает излучать направленно, частота раздела средне- и высокочастотной полос сигнала была выбрана равной 2,8 кГц. В связи с тем, что резонанс головки ARV3604 заметно выражен и при использовании ФВЧ второго порядка (с крутизной спада АЧХ 12 дБ на октаву) искажения сигнала частотой 2,8 кГц были еще слышны, в окончательном варианте разделительного фильтра (рис. 11) применен ФВЧ третьего порядка (18 дБ на октаву), а чтобы свести к минимуму взаимное акустическое влияние излучателей, среднечастотная головка подключена через ФНЧ с крутизной спада АЧХ 12 дБ на октаву. Для ограничения колебаний диафрагмы на частоте настройки фазоинвертора в состав разделительного фильтра включен конденсатор C2, ослабляющий сигналы частотой ниже 100 Гц.

Как уже говорилось, размеры ящика канальной АС выбирались с учетом размещения ее в мебельной стенке, а это значит, что размеры передней стенки, на которой установлены динамические головки и туннель фазоинвертора, должны быть возможно меньшими, а глубина ящика не должна превышать глубины мебели. Поэтому передняя стенка АС (рис. 12) была изготовлена из листового алюминиевого сплава и наделена дополнительными функциями: элемента конст-

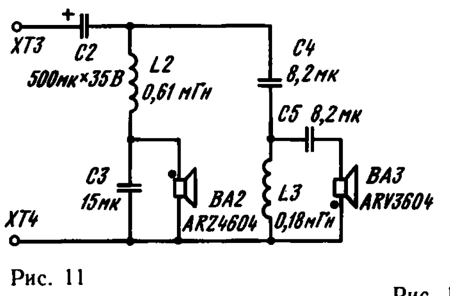


Рис. 11



Рис. 12

рукции высокочастотной головки ARV3604 и верхней стенки туннеля фазоинвертора. Три остальные стенки туннеля образуют нижняя и боковые стенки ящика АС. При внутренней ширине ящика 130 мм, расстоянии от его нижней стенки до загнутой части передней стенки 15 мм и длине последней 69 мм частота настройки фазоинвертора равна 78 Гц.

Чертеж передней стенки АС приведен на рис. 13. Наиболее сложная операция в ее изготовлении — сгибание с минимальным радиусом изгиба и выдавливание сферической решетки, защищающей головку ARV3604. (Для облегчения сгибания материал по линии изгиба можно ослабить — с внутренней стороны — резаком, применяемым для резки листовых пластмасс. *Прим. ред.*) На месте решет-

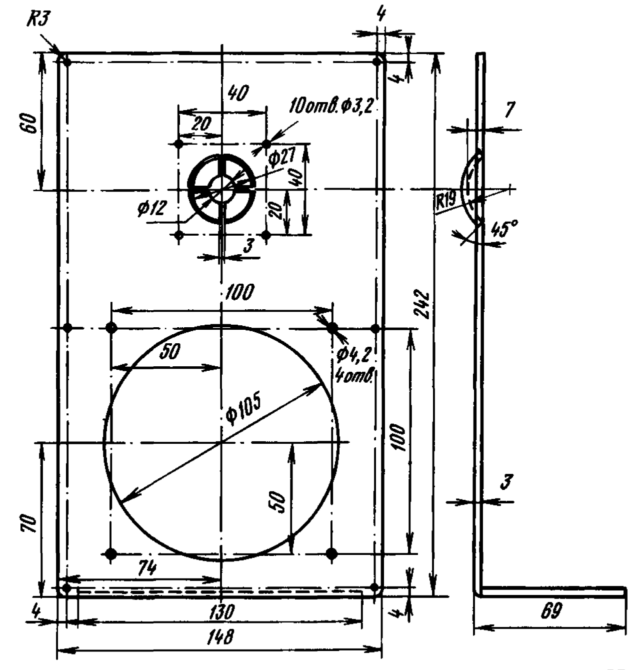
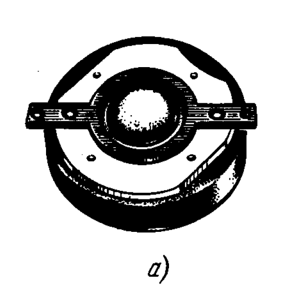
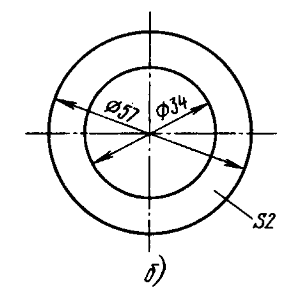


Рис. 13


а)



б)

Рис. 14

ки вначале рекомендуется выпилить четыре трапециевидных отверстия, затем с помощью самодельного штампа и пресса (или в тисках) выдавить углубление радиусом 19 мм, а после этого обработать края отверстий начисто в соответствии с чертежом.

Доработка головки ARV3604 сводится к удалению фланца, защищающего ее диафрагму от повреждений и служащего для крепления головки, для чего достаточно вывинтить четыре винта. Магнитную систему с держателем диафрагмы (рис. 14, *а*) закрепляют на передней стенке этими же винтами через полиэтиленовую прокладку (рис. 14, *б*).

Головку ARZ4604 без кожуха с заглущающим материалом крепят к этой стенке винтами M4×15 с шайбами и гайками. Между фланцем головки и стенкой желательно поместить прокладку из полутвердой резины толщиной 1,5...2 мм, но можно ограничиться и тщательным промазыванием места их соединения пластилином.

Ящик канальной АС (рис. 15) изготовляют из древесностружечной плиты толщиной 10 мм. При выпиливании стенок и сборке ящика необходимо стремиться к тому, чтобы отклонение внутренних размеров 130 и 250 мм было как можно меньшим. Между собой стенки склеивают эпоксидным клеем. Наружная отделка такая же, как и у низкочастотной АС.

Катушки разделительного фильтра этой АС наматывают проводом ПЭВ-2 1,0 на оправке диаметром 25 мм, ширина намотки 35 мм. Катушка L2 должна

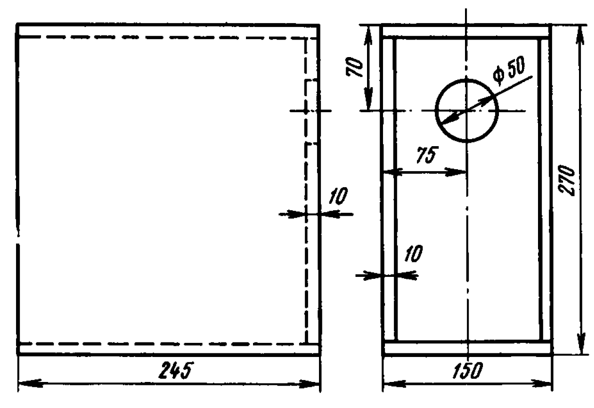


Рис. 15

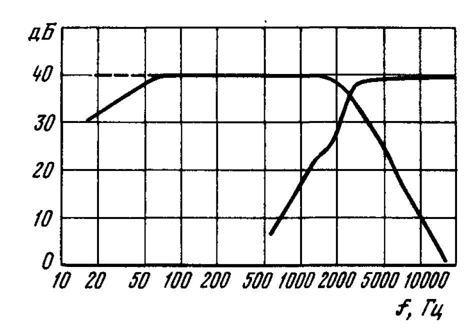


Рис. 16

содержать 185, L3—105 витков. Во избежание разматывания провода рекомендуется до намотки по всей окружности оправки закрепить отрезки клейкой ленты. Закончив намотку, витки скрепляют этими отрезками и только после этого снимают готовую катушку с оправки.

Вместе с конденсаторами C2—C5 катушки монтируют на плате размерами 120×40 мм, изготовленной из стеклотестолита толщиной 2...2,5 мм. Конденсаторы закрепляют на ней путем изгиба вставленных в отверстия выводов, катушки «пришивают» поливинилхоридной трубкой диаметром 2...2,5 мм. После проверки фильтра (АЧХ его звеньев, нагруженных головками или резисторами сопротивлением 4,7 Ом должны соответствовать изображенным на рис. 16) плату с деталями соединяют гибкими проводами сечением не менее 1 мм^2 с головками BA2, BA3 и клеммными зажимами XT3, XT4 на задней стенке (плату с зажимами приклеивают к ней эпоксидным клеем и, кроме того, привинчивают шурупами), после чего закрепляют на верхней стенке ящика. Далее к ней и задней стенке приклеивают полосу пенополиуретана размерами 420×130×20 мм (проследив за тем, чтобы случайно не перекрыть отверстие будущего туннеля фазоинвертора) и устанавливают на место переднюю стенку, используя для крепления ее к стенкам ящика шурупы 3×10 с полукруглой головкой. Перед затягиванием шурупов все стыки стенок необходимо тщательно промазать пластилином, в том числе и в местах, где кромки загнутой части передней стенки соприкасаются с боковыми стенками.

Амплитудно-частотная характеристика канальной АС, снятая на расстоянии 1 м при подводимой электрической мощности 1 Вт, должна соответствовать показанной на рис. 17.

В электронной части системы (см. рис. 4) можно применить ОУ TL074 американской фирмы «Texas Instruments» B084 производства ГДР, MAA157, MAA357 чехословацкой фирмы «Tesla» и т. п. Остальные детали также могут быть самых разных типов, поэтому чертеж монтажной платы не приводится.

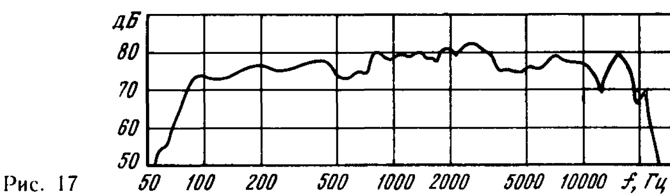


Рис. 17

Фильтр можно вмонтировать непосредственно в УЗЧ или изготовить в виде приставки, подсоединяемой к его розетке «Монитор» (для подключения магнитофона). В последнем случае потребуется автономное питание от батарей или маломощного сетевого источника.

Налаживание фильтра не представляет трудностей и после проверки работоспособности сводится к установке подъема АЧХ на частоте настройки фазоинвертора на 5...6 дБ подстроечными резисторами R4, R13 и единичного коэффициента передачи на средних частотах резисторами R1, R8.

Как показала проверка, подключение описанной трехкомпонентной звуковоспроизводящей системы к современным усилителям, например «Transiwatt TW120», «NAD-3020», «Nikko-2090», несколько моделей фирмы «Sony», не связано с какими-либо проблемами. Однако не исключено, что некоторые усилители старых типов (прежде всего — любительские) могут самовозбуждаться.

По сравнению с обычными доступными АС трехкомпонентная система лучше воспроизводит низшие частоты, а на пиках способна обработать без заметных искажений сигналы с уровнями 50...80 Вт.

Низкочастотную АС не следует устанавливать в углу комнаты, так как в этом случае низшие частоты подчеркиваются настолько, что звук становится неестественным. Рекомендуется подложить под нее пенополиуретановую пластину толщиной 20...30 мм, это уменьшит передачу колебаний низших частот конструкциям пола.

Канальные АС можно разместить в любом месте, однако лучше всего поставить их в мебельную стенку или книжный шкаф.

УДК 681.828.34

СЕКВЕНСЕР ДЛЯ ЭЛЕКТРОННОГО МУЗЫКАЛЬНОГО СИНТЕЗАТОРА

А. Хорохорин (СССР)

Секвенсер, или многоканальный генератор цикличной последовательности сигналов, может быть использован как составная часть электронного музыкального синтезатора или самостоятельно в качестве мультипрограммного синтезатора ритмов. Цикличная последовательность импульсов может быть использована для возбуждения фильтров и перестройки их резонансной частоты, а также для прерывания сигналов и формирования их огибающей.

Секвенсер содержит следующие узлы: терминал, регистр хранения, селектор-мультиплексер, генератор-делитель частоты, синтезатор сигналов. Формируемая последовательность импульсов представляет собой прореженную последовательность импульсов генератора, синхронизирующего работу устройства. Первые четыре узла составляют плату терминал-селектор A1 (рис. 1), синтезатор сигналов

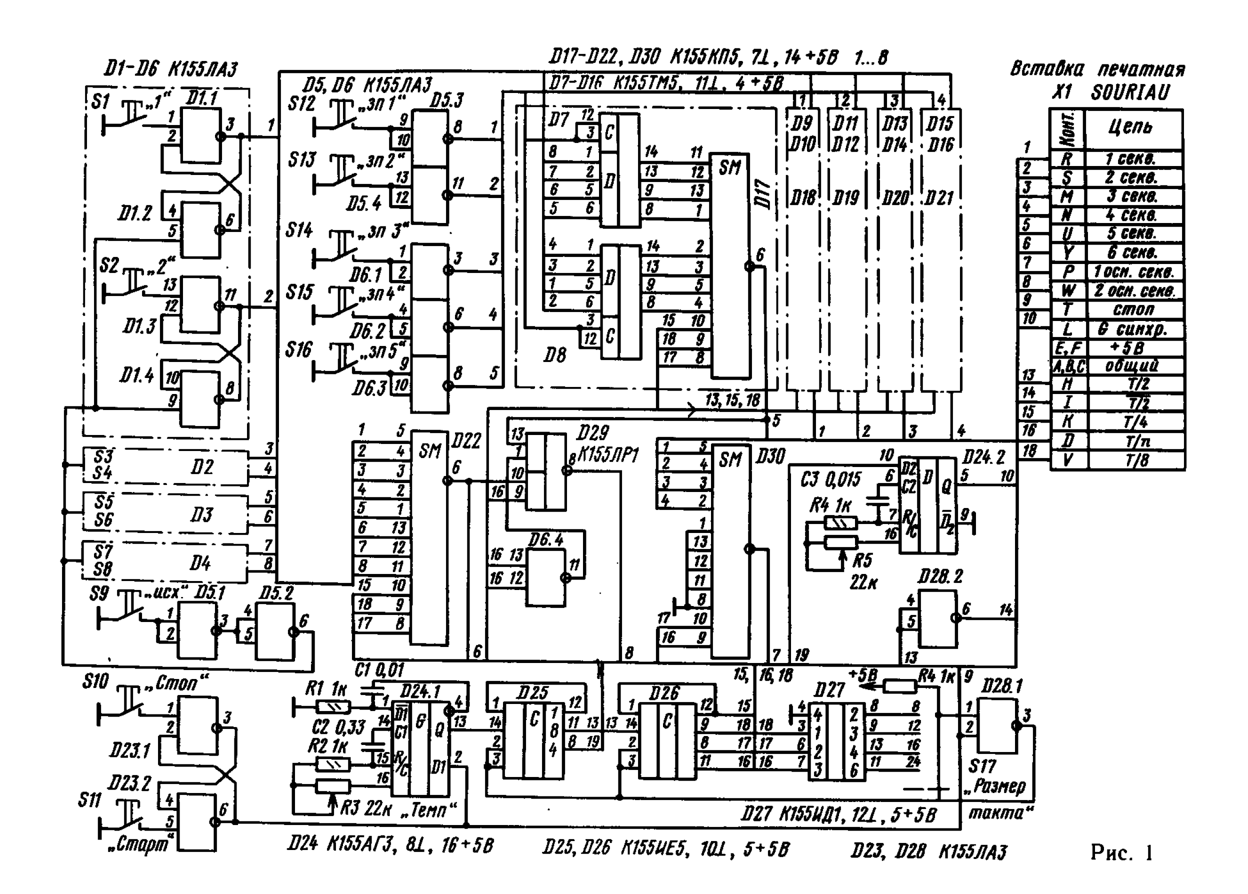

D1-D6 К155ЛА3
D17-D22, D30 К155КП5, 7⊥, 14+5В 1...8
D7-D16 К155ТМ5, 11⊥, 4+5В
D5, D6 К155ЛА3
Вставка печатная
X1 SOURIAU
S1 „1"
D1.1
D1.2
S2 „2"
D1.3
D1.4
S12 „зп 1"
S13 „зп 2"
S14 „зп 3"
S15 „зп 4"
S16 „зп 5"
D5.3
D5.4
D6.1
D6.2
D6.3
D7
D8
D9 D10
D11 D12
D13 D14
D15 D16
D18 D19 D20 D21
SM
D17
S3 S4 D2
S5 S6 D3
S7 S8 D4
S9 „исх" D5.1
D5.2
D22
D29
К155ЛР1
D6.4
D30
D24.2
C3 0,015
R4 1к
R5 22к
D28.2
S10 „Стоп"
S11 „Старт"
D23.1
D23.2
C1 0,01
R1 1к
D24.1
C2 0,33
R2 1к
R3 22к „Темп"
D25
D26
D27
+5В
R4 1к
D28.1
S17 „Размер такта"
D27 К155ИД1, 12⊥, 5+5В
D24 К155АГ3, 8⊥, 16+5В
D25, D26 К155ИЕ5, 10⊥, 5+5В
D23, D28 К155ЛА3
Конт. | Цепь
R | 1 секв.
S | 2 секв.
M | 3 секв.
N | 4 секв.
U | 5 секв.
Y | 6 секв.
P | 1 осн. секв.
W | 2 осн. секв.
T | стоп
L | G синхр.
E, F | +5В
A, B, C | общий
H | T/2
I | T/2
K | T/4
D | T/n
V | T/8

Рис. 1

выделен в отдельную плату А2 (рис. 3), питание узлов обеспечивается стабилизаторами, расположенными на плате А3 (рис. 4).

Частота генератора может плавно изменяться от 22 до 500 Гц, возможные коэффициенты деления частоты $2...2^{13}$. Число формируемых одновременно последовательностей импульсов равно 12. Число импульсов первой основной последовательности, соответствующее максимальной длине такта, равно 32; второй основной последовательности 1—16; последовательности 1—6 могут содержать до восьми импульсов; последовательности 9—12 являются производными двух основных, из которых выведены импульсы с четными или нечетными номерами. Размер такта может принимать значения: 32, 24, 16, 12, 8. Длительность импульса любой последовательности может составлять 0,1 мс или меняться в соответствии с периодом генератора. Частота прерываемых сигналов —$20...20 \cdot 10^3$ Гц, размах — не более 1 В. Входное сопротивление двухканального прерывателя 22 кОм. Обеспечивается синтез сигналов, соответствующих шумовым инструментам, синтез псевдослучайной последовательности.

Терминал-селектор. Принципиальная схема терминала-селектора показана на рис. 1. Основные последовательности условно разбиты на группы по восемь импульсов (восьмерки). Номера импульсов в каждой из восьмерок, которые будут входить в состав последовательности, присваиваются с помощью кнопок терминала S1— S8. Ненажатым кнопкам соответствуют пропущенные синхроимпульсы с соответствующими номерами (паузы). Нажатие на кнопку сопровождается переходом связанного с ней триггера RS из исходного состояния в инверсное. Уровень напряжения на прямом выходе триггера меняется на высокий (контакт 3D1.1 для S1). После того как сделан выбор номеров импульсов внутри восьмерки, на выходе триггеров терминала (D1—D4) будет сформирован параллельный восьмиразрядный код, в котором напряжению высокого уровня соответствует нажимавшаяся кнопка и напряжению низкого уровня — кнопка, которую не нажимали. В терминале использованы двухконтактные кнопки. Триггеры RS на D1—D4 несут дополнительную функцию подавления дребезга контактов кнопок. Триггер RS перейдет в инверсное состояние при первом прикосновении подвижного контакта кнопки к неподвижному. Самопроизвольный возврат подвижного контакта кнопки в исходное или промежуточное состояние не изменяет положение триггера. Данные о положении триггеров RS терминала переписываются в регистр хранения с помощью кнопок S12—S16. Запись и хранение параллельного хода терминала осуществляются с помощью триггеров типа D (D7—D16).

Содержание первой восьмерки первой последовательности переписывается в триггеры D9, D10; второй — D11, D12; третьей — D13, D14; четвертой — D15, D16. Программирование состава восьмерок можно вести в любой последовательности, при необходимости нажимая на кнопку S9 установки триггеров терминала в исходное состояние. Напомним, что перепись уровня входа D триггера микросхемы К155ТМ5 на выход происходит по положительному фронту сигнала синхронизации, поступающему на вход синхронизации C. Сквозной перенос уровня входа D на выход триггера возможен также при напряжении высокого уровня на входе C. Входы C триггеров регистра хранения соединены с соответствующими кнопками записи S12—S16 через инверторы D5, D6.

Триггеры RS терминала и D7, D8 хранят содержание восьмерок второй последовательности. Такая структура секвенсера позволяет оперативно вмешивать-

ся в любую формируемую последовательность даже в процессе ее считывания, т. е. можно менять содержание 2...3 восьмерки, когда считывается первая, 1...3— когда считывается четвертая и т. д.

Преобразование параллельного кода в последовательный осуществляется с помощью селекторов-мультиплексеров (D17—D22). Информационные входы селекторов-мультиплексеров связаны с триггерами регистра хранения, управляющие (10, 9, 8) — с делителем частоты на счетчиках D25, D26. Микросхема К155КП5 осуществляет коммутацию восьми направлений на одно, очередность переключения определяется трехразрядным кодом, поступающим на управляющие входы. Время, в течение которого информационный вход связан с выходом, равно периоду импульсов запуска делителя частоты. Входы селекторов-мультиплексеров опрашиваются последовательно. Диаграмма работы селектора-мультиплексера приведена на рис. 2, где 1...6— диаграммы для размера такта 24; 7— импульсы генератора псевдослучайной последовательности (ПСП); 8— импульсы, управляющие по эмиттеру VT1; 9— выходной сигнал с коллектора транзистора VT2 фильтра F5 (штриховой линией обозначена область возможных значений сигнала). При нажатых кнопках терминала S1, S2, S4, S6, S7 напряжение высокого уровня на выходе селектора-мультиплексера (D29 или D30) будет наблюдаться в течение периодов импульса запуска счетчика-делителя с одноименными номерами. Инвертирование и стробирование выходного напряжения селекторов-мультиплексеров

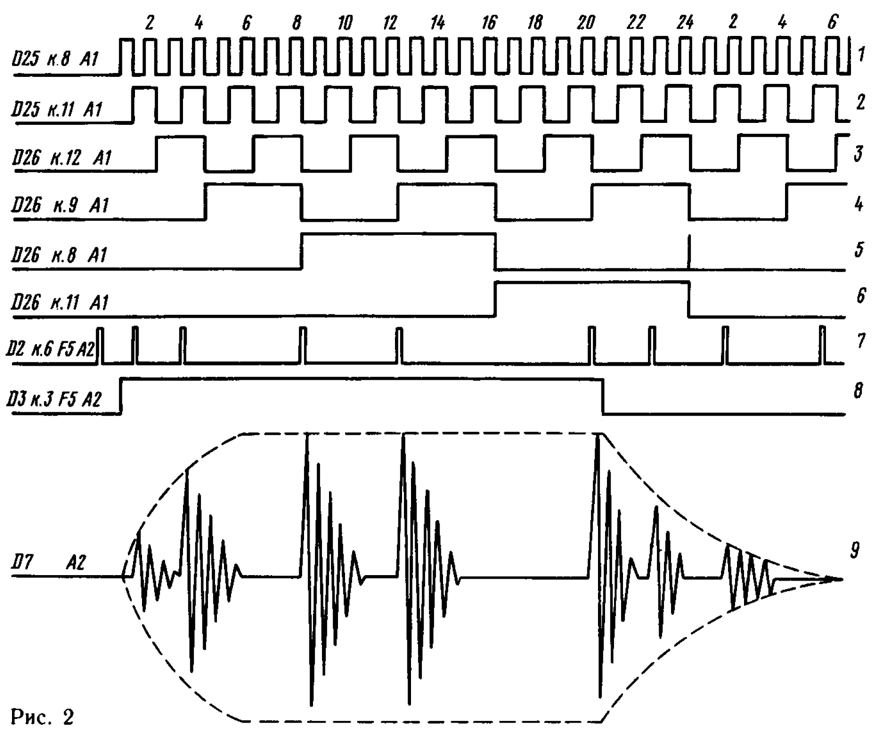


Рис. 2

импульсами запуска делителя частоты дает прореженную последовательность этих импульсов. Выходы четырех микросхем D19—D22 связаны с входами микросхемы D30, осуществляющей коммутацию четырех направлений на одно, так как управляющий вход 8 этой микросхемы подключен к общему проводу. Инвертирование и стробирование выходного напряжения этой микросхемы дает первую основную последовательность.

Вторая основная последовательность получается на выходе 29.1, коммутирующем два направления на одно. Коммутацией направлений управляет старший разряд счетчика D26, поэтому импульсы второй последовательности идут вдвое реже, чем первой.

Генератор собран на микросхеме D24. Период следования регулируется резистором R3 «темп», длительность импульсов — конденсатором C1. Конденсатор C1 и резистор R1 дифференцируют импульсы инверсного выхода генератора, формируя импульсы запуска унивибратора, входящего в состав микросхемы.

Размер цикла первой и второй последовательностей переключается с помощью переключателя S17, который связывает входы установки в ноль счетчика на D25, D26 с выходами дешифратора D27.

Дешифратор связан с тремя старшими разрядами счетчика D26, поэтому длительность импульса отрицательной полярности на выходной шине дешифратора в 4 раза длиннее периода следования импульсов на выходе D25 (контакт 11). Установка счетчика в ноль при такте 24 будет иметь место, если подвижный контакт переключателя S17 связан с шестой шиной дешифратора, при размере 16— с четвертой.

Синтезатор сигналов. Принципиальная схема синтезатора сигналов представлена на рис. 3. Он состоит из формирователей импульсов запуска фильтров на микросхемах D1—D5, резонансных фильтров F1—F5 одновибраторов D6, усилителя переменного тока D7. Формирователи на D1 и D2 выделяют четные и нечетные импульсы из основных секвенций. Результирующие последовательности на выходе D2— итог сравнения основных секвенций с меандром счетчика-делителя частоты, определяющего темп секвенций. Микросхемы D3 и D4 выделяют из основных секвенций каждый четвертый импульс. Первая половина D3(D4) сравнивает второй и третий разряды счетчика-делителя частоты, вторая половина D3 (D4) осуществляет операцию И по напряжению низкого уровня. Микросхема D5 осуществляет стробирование секвенций импульсами генератора секвенсора, нормируя, таким образом, ширину импульса управления резонансными фильтрами. Одновибраторы на микросхеме D6 осуществляют задержку импульса запуска фильтра F2 относительно момента запуска F1, чтобы избежать сложения сигналов F1 и F2, с помощью резистора R2 устанавливается задержка одновибратора на D6.1, равная 5...7 периодам сигнала F1. Запуск одновибраторов на D6.1 и D6.2 происходит по отрицательному фронту импульсов запуска. Чтобы исключить прохождение импульса, управляющего фильтром, в сигнал F2 с помощью резистора R4 устанавливается задержка одновибратора на D6.2, равная 0,1...0,5 периода этого сигнала.

Фильтры F1 — F4 собраны по схеме усилителя с Т-мостом в обратной связи. Реакцией фильтра на управляющий импульс длительностью, меньшей половины периода резонансной частоты, является переходная характеристика фильтра, представляющая собой синусоидальный сигнал с амплитудой, убывающей экспонен-

циально. Такой сигнал отождествляется на слух с одним из шумовых инструментов: гонг, там-там, барабан. Частота сигнала совпадает с резонансной частотой фильтра. Перестройка фильтра по частоте осуществляется с помощью резистора R6, по амплитуде — R1. Области резонансных частот фильтров перекрываются; с помощью резистора R7 устанавливается верхняя резонансная частота фильтра.

Связь фильтров с источниками импульсов запуска показана условно. Фильтрами может управлять любой негармонический сигнал, т. е. меандр, широтно-модулированный сигнал, аналоговый сигнал (переходная характеристика фильтра в этих случаях будет иной).

Выключить фильтр можно двумя способами: уменьшив до нуля амплитуду импульсов запуска с помощью резистора R1 или нажав кнопку S1 «Выкл.» Второй способ более удобный, так как позволяет включить имитатор на заранее установленной громкости. В качестве активного элемента фильтра выбран малошумящий усилитель с внутренней коррекцией (микросхема К574УД1А).

Резонансный фильтр F5 содержит колебательный контур L1C2; ключ тока на транзисторе VT2; ключ напряжения на микросхеме D3; генератор псевдослучайной последовательности на D6—D11; триггер на D1.1, D1.2 включения-отключения фильтра; широтно-импульсный модулятор на D4 и D5.

Резонансная частота контура L1C2—4 кГц. Заряд конденсатора C2 осуществляется коллекторным током транзистора VT1, перезаряд — через индуктивность L1. Энергии, запасаемой конденсатором C2 во время заряда, хватает на 7...10 периодов перезаряда. В качестве индуктивности L1 можно использовать обмотку реле РЭС-55А (паспорт РС4, 569.604П2) или реле РЭС-55А (паспорт РС4.569. 603.П2).

Фильтр F5 при возбуждении импульсом длительностью 0,1...0,5 периода собственных колебаний контура так же, как и фильтры F1— F4, формирует синусоидальный сигнал, амплитуда которого уменьшается по экспоненте.

Фильтр F5 предназначен для формирования серии таких сигналов. Длительность серии определяется положением переключателя S3 «длительность». Последовательность сигналов внутри серии псевдослучайная. Минимальный интервал между сигналами внутри серии равен периоду генератора на D6(0,25 с). Базовое смещение транзистора VT1 термостабилизировано диодом VD1; смещение на эмиттер VT1 подается с делителя R6—R8. Открывается транзистор ЖT1 при одновременном поступлении импульсов запуска на базу (положительной полярности) и эмиттер (отрицательной полярности). Импульсы на эмиттер транзистора VT1 поступают через вентиль 2И-НЕ с открытым коллектором (D3). Если вентиль закрыт и импульсы на базе транзистора VT1 отсутствуют, то напряжение на конденсаторе C3 определяется соотношением плеч делителя R6— R8; если управление со стороны базы транзистора VT1 есть, то это напряжение несколько выше вследствие подзаряда C3 коллекторным током транзистора VT2. Этот эффект можно уменьшить, увеличив сопротивление резистора R1. Когда ключ напряжения D3 открывается, конденсатор C3 разряжается с постоянной времени $2\pi \cdot R5 \cdot C3$, потенциал эмиттера транзистора VT1 снижается и создается возможность заряда конденсатора C2 коллекторным током этого транзистора. Коллекторный ток транзистора VT1 протекает через конденсатор C2 только на время длительности импульса псевдослучайной последовательности. По окончании импульса после-

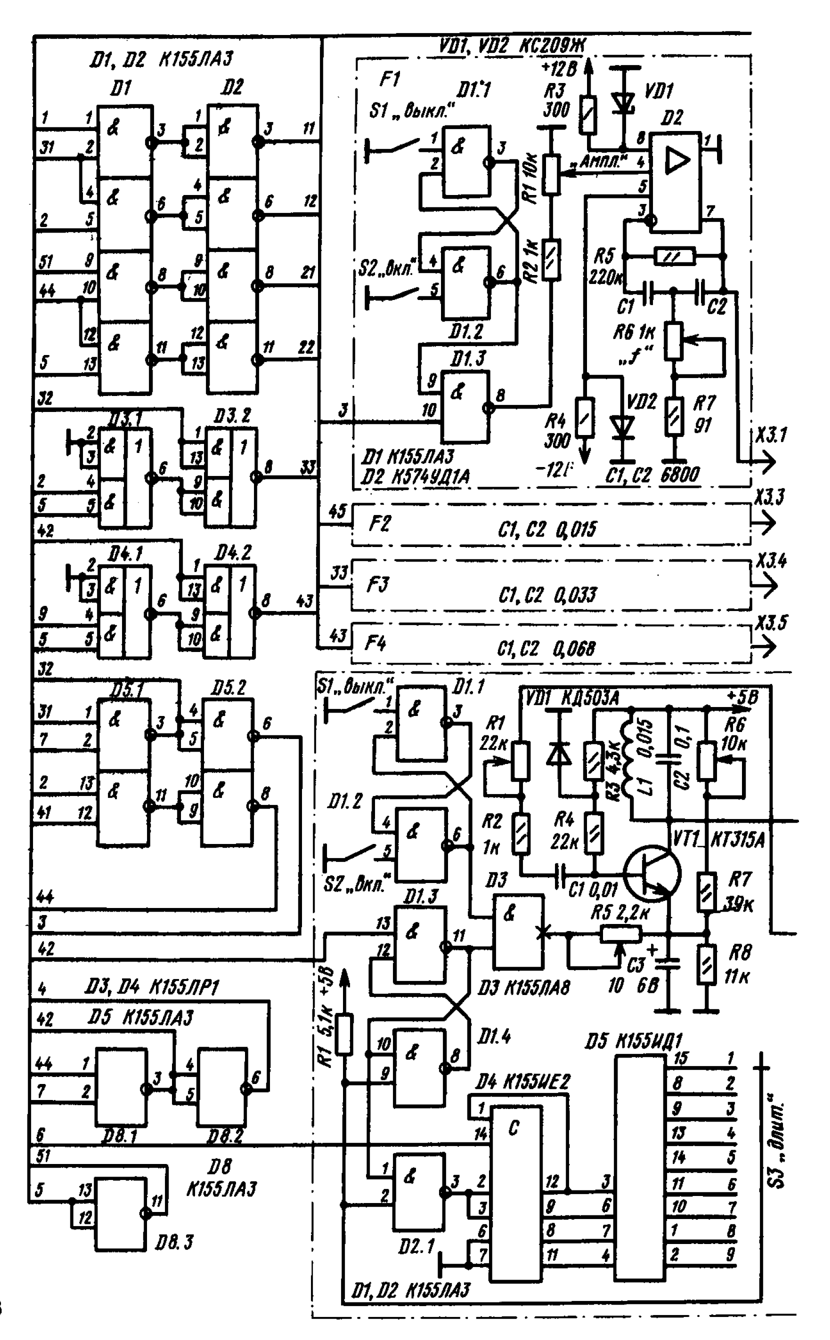
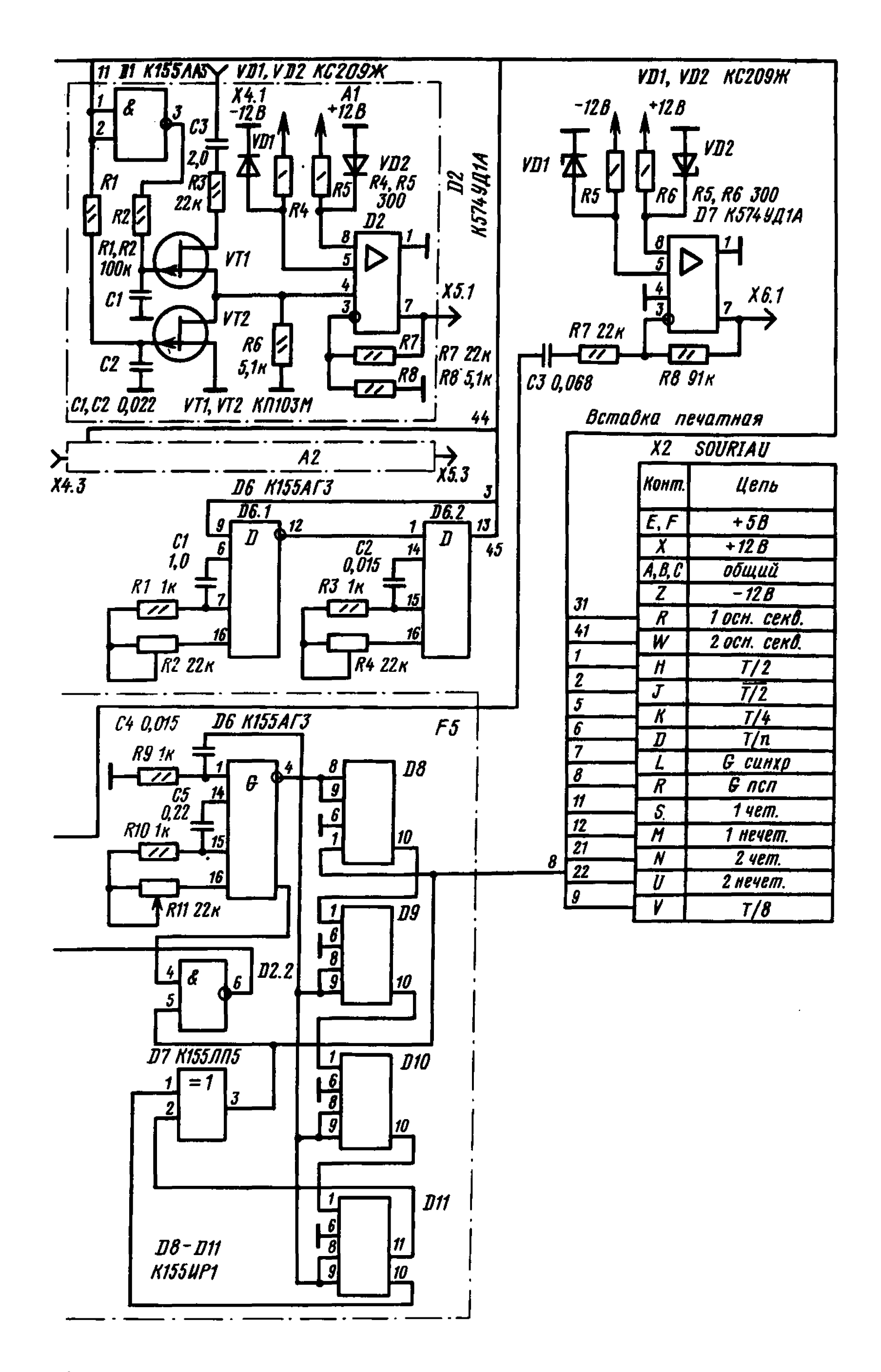


Рис. 3



Конт.	Цепь
E, F	+5В
X	+12В
A,B,C	общий
Z	−12В
R	1 осн. секв.
W	2 осн. секв.
H	T/2
J	$\overline{T/2}$
K	T/4
D	T/n
L	G синхр
R	G псп
S	1 чет.
M	1 нечет.
N	2 чет.
U	2 нечет.
V	T/8

довательности конденсатор С2 и индуктивность L1 начинают попеременно обмениваться энергией до полного ее рассеяния. После возврата ключа напряжения D3 в исходное состояние конденсатор С3 начинает заряжаться по цепи: +5 В—R6, R7—С3— общий провод. Постоянные времени заряда и разряда конденсатора С3 определяют атаку и затухание результирующей последовательности сигналов на коллекторе транзистора VT1.

Ширина импульса управления со стороны эмиттера транзистора VT1 определяется частотой запуска счетчика D4 и номером шины дешифратора D5, выбираемой переключателем S3. До прихода импульса запуска фильтра F5 отрицательной полярности счетчик находится в исходном состоянии (логический символ 0000 на выходе счетчика). Исходное состояние удерживается высоким уровнем напряжения на входе R_0 счетчика (контакты 2 и 3). Уровень напряжения на входе 2D2.1— высокий, так как не выбрана ни одна из шин дешифратора D5; на входе 4D2.1, связанном с триггером RS (D1 контакт 10), будет низкий уровень. При поступлении импульса запуска с D5 триггер на D1.3, D1.4 переходит в инверсное состояние. Импульсом, поступающим на счетный вход, счетчик D4 выводится из исходного состояния; далее счетчик считает до числа, установленного переключателем S3. Если, например, S3 установлен в положение 6, то на седьмой синхроимпульс на выходе счетчика сформируется код 0111, в соответствии с этим кодом будет выбрана шина 7 дешифратора.

Импульс отрицательной полярности с этой шины через S3 и D2.1 будет передан на вход установки счетчика в 0 и триггера RS на D1.3, D1.4 в исходное состояние. Ключ напряжения D3 закроется, транзистор VT1 начнет закрываться. Длительность импульса, управляющего ключом напряжения D3, будет равна шести периодам импульса запуска счетчика D4. В рассматриваемой схеме номер выбираемой шины дешифратора на единицу больше числа периодов синхроимпульсов, определяющих время управления VT1 со стороны эмиттера.

Генератор ПСП состоит из генератора на микросхеме D6, сдвигового регистра на D8—D11, сумматора по модулю 2 на D7. Период генератора ПСП равен минимальному интервалу между импульсами последовательности. Длительность импульса генератора ПСП устанавливается 0,1...0,5 периода сигнала F5 с помощью резистора R11. Входы параллельной записи сдвигового регистра не используются и не заземляются. Шестнадцатиразрядный код регистра после включения питания носит случайный характер, вероятность равенства напряжения всех разрядов низкому или высокому уровню мала, поэтому 3-й и 4-й разряды D11 неодинаковы либо сразу после включения питания, либо спустя несколько периодов работы генератора, когда высокий (низкий) уровень напряжения какого-нибудь старшего разряда регистра не станет содержимым младшего разряда.

Работу генератора ПСП легко проследить на примере последовательности, формирующейся при условии, когда в исходном состоянии 3-й разряд D11— напряжение высокого уровня. До поступления тактирующих импульсов генератора D6 сумма содержимого 3-го и 4-го разрядов D11—1, по окончании первого импульса единица регистра перемещается из 3-го в 4-й разряд D11 и с выхода D7 (контакт 3) записывается в 1-й разряд D8; сумма по модулю 2 по-прежнему 1. По окончании второго импульса единица 1-го разряда D8 переписывается во 2-й разряд D8; сумма, равная 1, переписывается в 1-й разряд D8. На третий импульс сумма по модулю 2 становится равной 0 и сохраняет это значение

еще 12 тактов генератора D6. В течение 3...14 тактов пара единиц в регистре перемещается сверху вниз; на 15-й импульс 3-й разряд D11 — снова напряжения высокого уровня, сумма становится равной 1, так начинается второй цикл последовательности длительностью в 15 периодов генератора D6; «хвост» этого цикла содержит уже 12 нулей. Убывающая волна нулей наблюдается на протяжении 13 циклов. Цикл 14 заканчивается единицей, цикл 15 содержит только единицы, 16-й — только нули. В цикле 17 сдвиговый регистр возвращается в исходное состояние (на 255-й импульс генератора D6).

Насыщенность генератора ПСП единицами (контрастность) зависит от исходного состояния регистра.

Стабилизаторы. Принципиальная схема стабилизатора показана на рис. 4. Устройство содержит три стабилизатора: +12 В, 0,5 А, —12 В, 0,5 А; +5 В, 1 А.

Стабилизаторы +12 В, 0,5 А и —12 В, 0,5 А собраны по разным схемам, с тем чтобы обеспечить одинаковое для обоих стабилизаторов сопротивление общего провода.

Стабилизатор +12 В, 0,5 А содержит мост VD1, компаратор на микросхеме D1, регулирующий транзистор VT3, источник опорного напряжения на транзисторе VT4 и стабилитроне VD5.

Регулирующий транзистор VT3 и нагрузка стабилизатора включены в диагональ моста VD1. Напряжение моста делится между нагрузкой и регулирующим транзистором VT3 в соответствии с сигналом рассогласования опорного напряжения на VD5 и половины напряжения нагрузки. Рассогласование между опорным напряжением и выходным измеряется и усиливается компаратором D1. Тран-

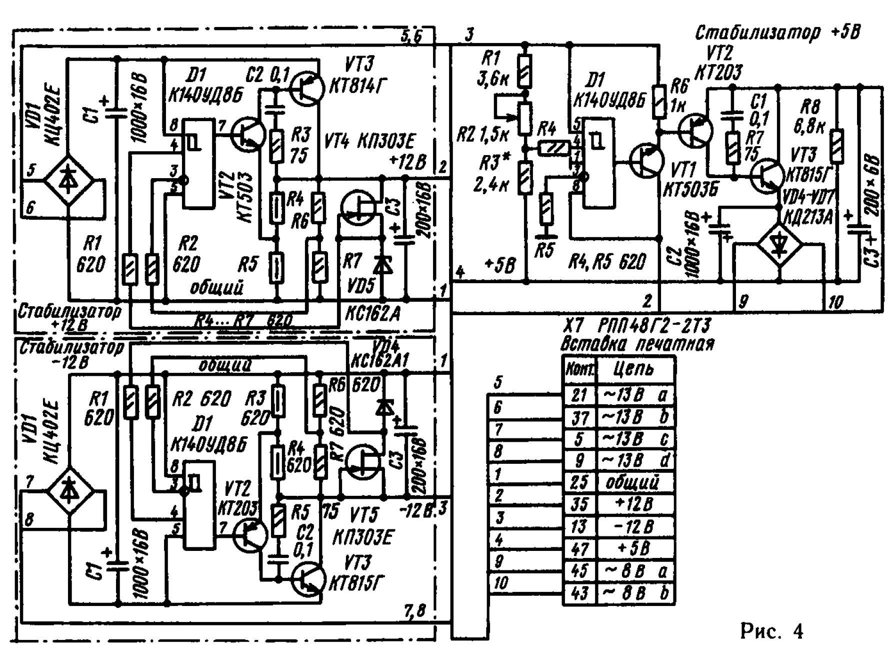


Рис. 4

зисторы VT2 и VT3 образуют неинвертирующий усилитель мощности сигнала рассогласования D1. Транзистор VT4 включен по схеме генератора стабильного тока. Напряжение затвор — исток, исток — подложка равны 0. Напряжение сток— исток 6 В соответствует стабильному току 10 мА. Стабилитрон VD5 — двуханодный, т. е. представляет собой встречное включение двух стабилитронов. Стабилитроны такой структуры обладают повышенной температурной стабильностью напряжения стабилизации.

Корректирующая цепь C2R3 уменьшает склонность стабилизатора к генерации. Уровень генерации сравним с шумами стабилизатора (0,1 мВ при токе нагрузки 0,5 А).

Делитель R6, R7, компаратор D1 и усилитель на транзисторах VT2, VT3 составляют кольцо отрицательной обратной связи (ООС).

Скачок напряжения в узле делителя R6, R7, связанный с изменением сопротивления нагрузки стабилизатора или напряжения моста VD1, значительно выше, чем скачок напряжения стабилитрона VD5, вызываемый той же причиной. Узел делителя на резисторах R6, R7 связан с инвертирующим входом D1, поэтому знаки сигнала рассогласования на выходе D1 и узла делителя противоположны, т. е. увеличение напряжения стабилизатора вызывает уменьшение напряжения стабилизатора, и наоборот.

В режиме стабилизации:

$U_{оп}=U_{R7}$;

$I_{дел}=U_{оп}/R7$;

$U_{ст}=(R6+R7)U_{оп}/R7$,

где $U_{оп}$ — опорное напряжение; U_{R7} — напряжение узла делителя; $U_{ст}$ — напряжение стабилизатора.

Так как R6=R7, то выходное напряжение стабилизатора равно $2U_{оп}$.

Подбор напряжения стабилизатора до требуемого значения можно вести изменением сопротивления резистора R6 или R7 или разворотом стабилитрона VD5 (стабилитроны, входящие в VD5, отличаются напряжением стабилизации). Коэффициент стабилизации зависит от тока нагрузки, для уменьшения шума стабилизатора эффективнее наращивать емкость конденсатора C1, а не C3. Транзистор VT3 должен отводить мощность 3 Вт. Питание D1 осуществляется от моста VD1. Если вывод 8 D1 соединить с выходом стабилизатора +12 В, то схема приобретает дополнительное свойство — защиту от короткого замыкания. Но при этом для стабилизатора необходима пусковая кнопка, связывающая мост VD1 и +12 В через резистор сопротивлением 680 Ом. Транзистор VT4 можно заменить резистором сопротивлением 620 Ом, но при этом падает коэффициент стабилизации. Возможна замена D1 на К140УД7— номера выводов этой микросхемы сдвинуты на единицу по отношению к К140УД8 или К574УД1.

Схема стабилизатора —12 В построена по тому же принципу, что и схема стабилизатора +12 В. Разница лишь в том, что стабилизатор —12 В комплектуется регулирующим транзистором n-p-n-типа.

Стабилизатор напряжения +5 В является зависимым, так как источником напряжения питания компаратора D1 служат стабилизаторы ±12 В. Как и в схемах стаблилизаторов ±12 В, нагрузка и регулирующий транзистор VT3 включены последовательно в диагональ моста.

В состав стабилизатора входит компаратор D1, повторитель на транзисторе

VT1, неинветирующий повторитель на транзисторах VT2, VT3 и мост VD4—VD7. Сигнал рассогласования измеряется между узлом делителя R1, R2, R3 по отношению к общему проводу. В режиме стабилизации напряжение узла равно 0. Выходное напряжение стабилизатора равно падению напряжения на резисторе R3, создаваемом током делителя: $U_{вых} = I_{дел}R3$. Ток делителя устанавливается с помощью резистора R2.

Конструкция секвенсера. Все детали секвенсера, за исключением трансформатора T1, расположены на печатных платах. Платы со стороны монтажа терминала-селектора и стабилизаторов показаны соответственно на рис. 5 и 6. Связь между платами показана на рис. 7. Расположение коммутирующих и регулирующих элементов непосредственно на плате повышает помехоустойчивость и приводит к определенной автономности плат.

Трансформатор T1 намотан на магнитопроводе ОЛ 50×80. Число витков обмотки 1,2—1750 (провод МГШВ —0,35), обмотки 3,4—64 (провод ПЭВ-2 1,0); обмоток 5,6 и 7,8—103 (провод ПЭВ-2 0,25).

Порядок работы с устройством зависит от выполняемой им задачи. При формировании секвенций нагрузку секвенсора (фильтры, преобразователи) необходимо подключить к разъему X8 (рис. 7). После включения питания надо нажать кнопку S10 «Стоп» платы A1, далее нажатием кнопок S1—S9, S12—S16 платы A1

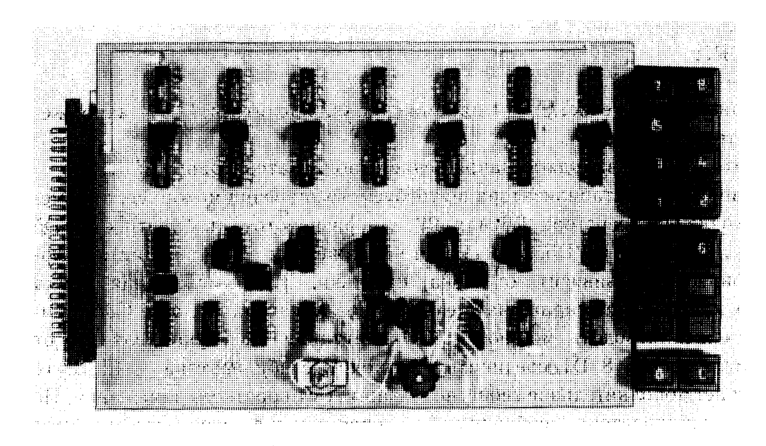


Рис. 5

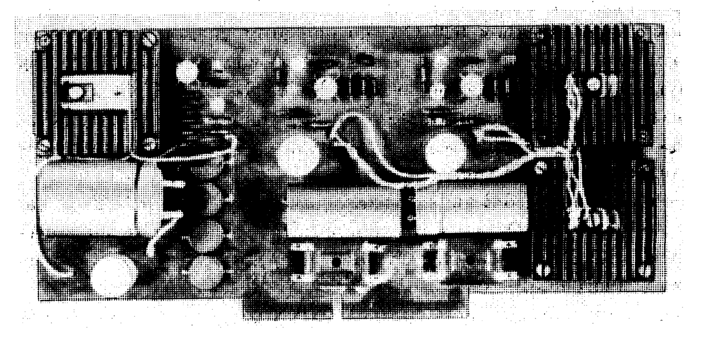


Рис. 6

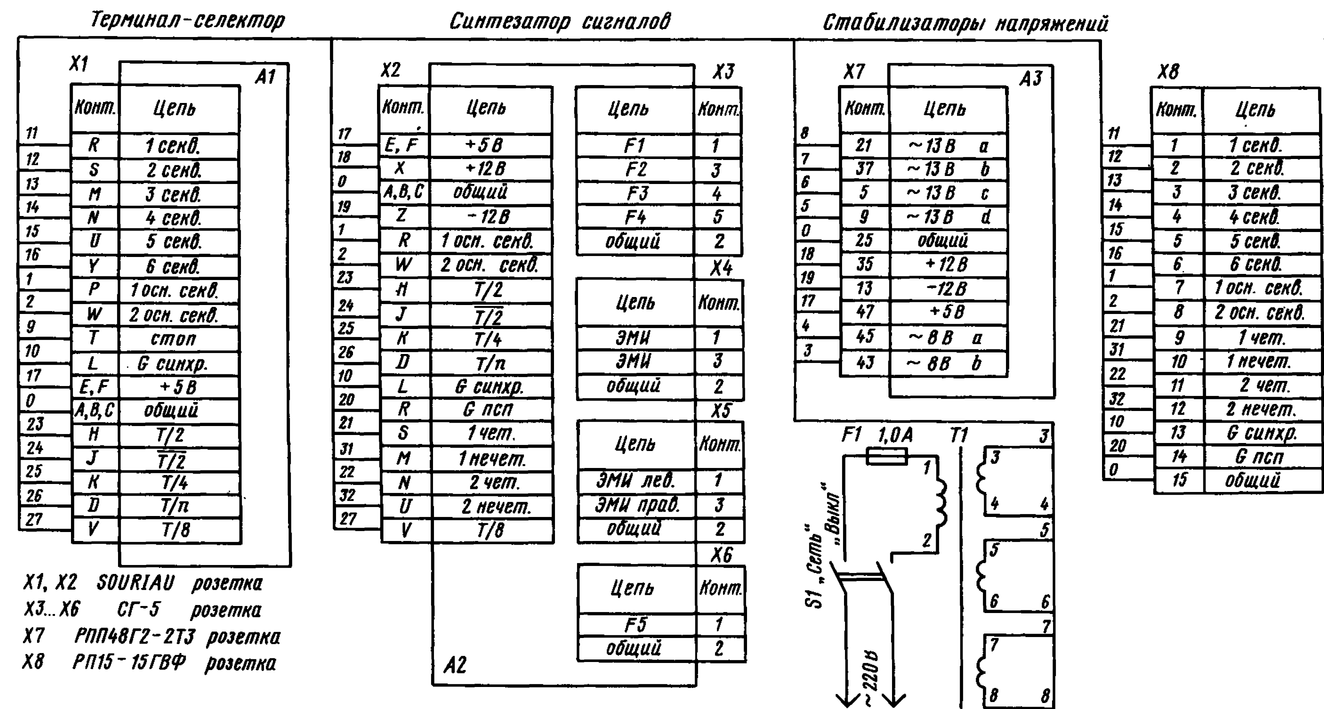

Терминал-селектор
Синтезатор сигналов
Стабилизаторы напряжений
X1
A1
Конт. Цепь
R 1 секв.
S 2 секв.
M 3 секв.
N 4 секв.
U 5 секв.
Y 6 секв.
P 1 осн. секв.
W 2 осн. секв.
T стоп
L G синхр.
E, F +5 В
A,B,C общий
H T/2
J T/2
K T/4
D T/п
V T/8
11 12 13 14 15 16 1 2 9 10 17 0 23 24 25 26 27
X2
Конт. Цепь
E, F +5 В
X +12 В
A,B,C общий
Z −12 В
R 1 осн. секв.
W 2 осн. секв.
H T/2
J T/2
K T/4
D T/п
L G синхр.
R G псп
S 1 чет.
M 1 нечет.
N 2 чет.
U 2 нечет.
V T/8
17 18 0 19 1 2 23 24 25 26 10 20 21 31 22 32 27
A2
X3
Цепь Конт.
F1 1
F2 3
F3 4
F4 5
общий 2
X4
Цепь Конт.
ЭМИ 1
ЭМИ 3
общий 2
X5
Цепь Конт.
ЭМИ лев. 1
ЭМИ прав. 3
общий 2
X6
Цепь Конт.
F5 1
общий 2
X7
A3
Конт. Цепь
21 ~13 В a
37 ~13 В b
5 ~13 В c
9 ~13 В d
25 общий
35 +12 В
13 −12 В
47 +5 В
45 ~8 В a
43 ~8 В b
8 7 6 5 0 18 19 17 4 3
X8
Конт. Цепь
1 1 секв.
2 2 секв.
3 3 секв.
4 4 секв.
5 5 секв.
6 6 секв.
7 1 осн. секв.
8 2 осн. секв.
9 1 чет.
10 1 нечет.
11 2 чет.
12 2 нечет.
13 G синхр.
14 G псп
15 общий
11 12 13 14 15 16 1 2 21 31 22 32 10 20 0
F1 1,0 A
T1
S1 „Сеть" „Выкл"
~220 в
X1, X2 SOURIAU розетка
X3...X6 СГ-5 розетка
X7 РПП48Г2-2Т3 розетка
X8 РП15-15ГВФ розетка

Рис. 7

программируют состав секвенций. Считывание секвенций можно произвести, нажав кнопку S11 «Старт». Размер такта секвенций меняют переключателем S17, темп — резистором R3 (плата A1).

При синтезе секвенсер подключают к акустической системе через согласующий суммирующий усилитель с входным сопротивлением более 620 ОМ (разъемы X3, X6 платы A2). Далее программируют состав секвенций, включают фильтры F1—F5 (плата A2), устанавливают необходимые резонансные частоты фильтров и уровень громкости имитаторов.

При прерывании сигнала ЭМИ необходимо задать содержание основных секвенций. Требования подключаемому согласующему усилителю те же, что и при синтезе сигналов шумовых инструментов.

Правильно собранный секвенсер практически не нуждается в наладке. Проверку и подготовку к первому включению следует начать с трансформатора T1 и платы стабилизаторов (A3). Измеряются напряжение холостого хода вторичных обмоток T1 (8 В для обмотки 3,4 и 13 В для обмоток 5,6 и 7,8). Стабилизатор +12 В (—12 В) перед замером напряжения желательно разгрузить. Если не удается установить напряжение +12 В (—12 В) при разворотом стабилитрона, ни подбором резистора R7, то для выяснения причины разрегулирования необходимо измерить напряжение стабилитрона VD5 (6,2 В), моста VD1 (18,2 В), выходное напряжение микросхемы D1 (6 В). Следует попробовать зашунтировать транзистор VT4 резистором сопротивлением 620 Ом, так как его пробой может быть эквивалентен «разрыву» или закоротить транзистор VT3 (возможен его пробой на короткое замыкание).

Установку напряжения +5 В производят подбором сопротивления резистора R3. При разрегулировании стабилизатора +5 В необходимо измерить напряжение моста VD4—VD7 (+11,2 В) и выходного напряжения микросхемы D (0 В). Измерить шум стабизаторов можно с помощью осциллографа С1-92.

Перед включением терминала-селектора (плата A1) необходимо убедиться в отсутствии короткого замыкания шины +5 В с общим проводом. После установки платы необходимо, нажав кнопки S9 и S10, убедиться в установке триггеров RS терминала в исходное состояние. С помощью кнопок S12—S16 это состояние можно переписать в триггеры D7—D16, на выходе микросхем D17—D22 должно наблюдаться непрерываемое напряжение высокого уровня. Следует также проверить диапазон частот генератора на D24 и деление частоты счетчиком на D25 и D26 при различных положениях переключателя D17. Завершают контроль платы A1 программированием секвенций и их визуальным контролем на выходах D29 и D30. Ввод номеров импульсов первой последовательности не должен нарушать структуру другой. Если такой факт обнаруживается, необходимо ввести емкостные фильтры питания микросхем (0,022...0,1 мкФ) и улучшить проводимость печатных дорожек общего провода.

Плата синтезатора сигналов (A2) контролируется после проверки A3 и A1. Контролю подлежат секвенции на выходе D1—D5 на соответствие с заданным алгоритмом, резонансные частоты фильтров F1—F5, степень пролезания управляющих импульсов в сигнал, формируемый F1—F5, остаточная генерация F1—F5 (генерация в отсутствие управляющего сигнала). При контроле фильтров F1—F5 необходимо следить за тем, чтобы период темпа секвенции, управляющей фильтром, был по меньшей мере на порядок шире сигнала фильтра. Контролю

подлежит также регулирование длительности импульса управления транзистора VT1(F5) при изменении положения переключателя S3(F5). Остаточную генерацию фильтра F5 при отсутствии импульсов управления со стороны эмиттера транзистора VT5 можно исключить, уменьшив амплитуду импульсов управления по базе этого транзистора.

УДК 621.396.67

КОЛЛЕКТИВНАЯ АНТЕННА ДЛЯ НЕБОЛЬШИХ ДОМОВ

Й. Свобода (ЧСФР)

До появления цветного телевидения и стереофонического радиовещания на УКВ антеннам и распределению сигнала по приемникам не уделялось должного внимания. Крыши домов «украшали» леса самых разнообразных антенн, которые нередко взаимно влияли одна на другую. С увеличением числа передатчиков росли и взаимные помехи. Одновременно повышались требования к качеству принимаемого сигнала, особенно в тех местах, где существовали отражения от больших строений.

Со временем в городах и поселках появились коллективные антенны с обширными распределительными сетями. В семидесятых годах промышленность ЧСФР начала выпускать унифицированную систему «TESA-S», обеспечивающую прием и распределение сигналов телевизионного и стереофонического радиовещания. Антенны этой системы устанавливают в наиболее выгодных (с точки зрения качества приема) местах на крышах домов, принятые сигналы после соответствующего усиления и сложения сигналов отдельных каналов распределяют с помощью кабеля по приемникам. Однако для небольших домов система «TESA-S» слишком дорогая, к тому же ее не продают в магазинах розничной торговли.

В наши дни многие имеют два телевизора и один-два высококачественных радиоприемника с диапазоном УКВ. На значительной части нашей страны (ЧСФР. *Прим. ред.*) возможен прием телевизионного и радиовещания на УКВ из соседних стран. В связи с этим возникает необходимость в приеме и распределении теле- и радиовещательного сигналов в небольших домах на тех же принципах, что и в больших.

Ряд европейских фирм серийно выпускает приемно-распределительные системы для таких строений. Большинство этих устройств предназначены для приема не более трех телевизионных программ, передаваемых не слишком удаленными телецентрами. Этому подчинен и принцип их построения: за устройством сложения сигналов (УСС) отдельных диапазонов следует широкополосный усилитель. Подобная концепция была принята за основу и в чехословацкой системе

«Tesla AZS10» (коммерческое название «TESA-mini»). Вход УСС образован полосовыми фильтрами для диапазонов I, II и III и фильтром верхних частот (ФВЧ) для диапазонов IV и V. После УСС включен широкополосный усилитель, собранный на четырех транзисторах BFY90, который усиливает сигнал более чем на 20 дБ в каналах с 1-го по 45-й, при этом изготовитель гарантирует возможность его использования (со сниженным усилением) вплоть до 60-го канала. В комплект входит гибридное устройство сложения AZ21 (на основе симметрирующего трансформатора с ферритовым магнитопроводом), на одном из входов которого предусмотрено регулирование затухания от 5 до 20 дБ. К этому УСС можно подключить одновременно до шести антенн.

Прежде чем рассматривать проблемы, связанные с распределением сигналов в доме, напомним кратко об особенностях приема в телевизионных и радиовещательных УКВ диапазонах.

В телевизионном диапазоне I дальность действия передатчика зависит от его мощности и высоты мачты антенны. Обычно (даже при большой мощности передатчика) она не превышает 100 км, однако при определенном состоянии тропосферы может иногда достигать нескольких сотен километров. Ограничивающим фактором при дальнем приеме является размер антенны. С учетом этого максимальное усиление антенны при приемлемой ширине полосы для одного канала — не более 10 дБ.

Телевизионный диапазон II и оба радиовещательных диапазона УКВ (CCIR и OIRT)* с точки зрения распространения электромагнитных волн не отличаются от диапазона I. Из-за большого числа радиовещательных передатчиков разной мощности часты взаимные помехи. Дальность действия радиовещательных передатчиков, работающих в диапазоне CCIR, достигает 200 км.

В телевизионном диапазоне III дальность действия передатчика, кроме мощности, зависит от конструкции антенн и их расположения. Вблизи от мощных телецентров возникают многократные отражения и многолучевое распространение сигналов. Дальность действия мощных передатчиков этого диапазона в условиях ЧСФР не превышает 100 км, размеры приемных антенн приемлемы при усилении не более 12 дБ.

Сигналы телевизионных диапазонов IV и V распространяются главным образом прямолинейно, дальность действия передатчика, кроме мощности, определяется высотой и направленностью антенны. Большую роль играет расположение передатчика на местности. Дальность приема в среднем — около 50 км. Передачи телецентров, антенны которых размещены на склонах гор, можно принимать на расстоянии до 100 км на обычную антенну, обязательные условия — прямая видимость, достаточно большая мощность передатчика и точное ориентирование антенны. Размеры приемных антенн этих диапазонов приемлемы при усилении до 16 дБ. Поблизости от мощных передатчиков возникает колебательное поле (интерференция прямого и отраженного сигналов), которое может резко

* CCIR — сокращение от французского названия Международного консультативного комитета по радиосвязи (МККР), OIRT — то же от названия Международной организации радиовещания и телевидения (МОРТ). Первой из этих организаций для радиовещания на УКВ рекомендован диапазон 88...104 МГц, второй — 65,8...73 МГц.

затруднить телевизионный прием в больших городах уже на расстоянии около 10 км от передатчика.

Заключение о возможности дальнего приема телевидения выносят по результатам исследования поля сигнала вокруг строения, его поведения в течение суток и вероятности помех, создаваемых местными передатчиками. Только после этого можно принять решение о включении того или иного канала в систему коллективного приема.

Дальний прием радиовещания в диапазоне CCIR значительно проще, однако и в этом случае необходимо предварительно убедиться, что прохождение сигнала в течение суток, при изменениях погоды и других условий приема будет достаточно надежным.

Дальность приема зависит от чувствительности телевизионных и радиоприемников. У телевизоров она определяется минимальным напряжением на входе, необходимым для получения изображения определенного качества. В соответствии с чехословацким стандартом ČSN36 7513 (нормы, действующие в ЧСФР, аналогичны установленным ГОСТом. *Прим. переводчика)* чувствительность при приеме черно-белого изображения измеряют при отношении сигнал-шум 20 дБ. Однако для высококачественного изображения это значение малó, поэтому за чувствительность принимают значение входного сигнала, при котором отношение сигнал-шум равно 40 дБ. При приеме цветного телевизионного изображения и это значение недостаточно: требуемое превышение сигнала над шумом согласно большинству источников должно составлять 46 дБ (оно зависит также от системы цветного телевидения).

Чувствительность радиовещательного приемника в диапазоне УКВ в соответствии со стандартом ČSN7303 измеряют при отношении сигнал-шум 26 дБ. Эффективная же чувствительность при стереоприеме основывается на отношении сигнал-шум 46 дБ.

В современных приемниках применяют эффективные системы автоматического регулирования усиления, позволяющие обрабатывать сигналы в интервале уровней до 40 дБ. Линейность приемника в целом, с одной стороны, ограничена уровнем собственных шумов, с другой — уровнем сигнала, при котором появляются нелинейные искажения или паразитные сигналы. При увеличении напряжения на входе выше определенного уровня в спектре принимаемого сигнала появляются компоненты с новыми частотами, которые невозможно подавить ни одним из известных способов. Особенно опасна перекрестная модуляция, возникающая при смешивании принимаемого сигнала с другими, мешающими сигналами, приходящими на вход приемника.

Основное требование к системе коллективного приема — обеспечение распределения сигнала с нескольких приемных антенн, размещаемых обычно на общей мачте, в местах, где предполагается установка телевизоров, а возможно, и приемников с диапазоном УКВ. Экономически выгодна разводка сигнала одним коаксиальным кабелем, который может быть уложен под штукатуркой (при таком способе прокладки кабель может прослужить до 20 лет) или проложен под плинтусами, применяемыми для защиты электропроводки от повреждений.

При разработке системы исходят из числа требуемых мест приема и числа принимаемых программ. Распределение должно быть таким, чтобы ко всем местам подводился сигнал с примерно одинаковым уровнем. Следует учитывать, что

от числа мест приема зависит стоимость системы (при более четырех розеток она значительно дороже). Расширение распределительной сети часто связано с принципиальными изменениями в ней.

Любая система коллективного приема должна выполнять следующие основные функции: обеспечивать достаточно сильные сигналы с отдельных антенн, при необходимости усиливать отдельные сигналы, объединять сигналы для того, чтобы их можно было передавать по одному кабелю, разводить объединенный сигнал в требуемое число мест.

При большом числе розеток обычно необходимо дополнительное усиление объединенного сигнала широкополосным усилителем, который должен компенсировать потери, возникающие в распределительной сети. Обоснованное требование — согласование сопротивлений всех звеньев распределительной сети (обычно их приводят к значению, равному 75 Ом).

При телевизионном приеме удобно иметь для каждой принимаемой программы свою антенну, обеспечивающую на входе каждого приемника (телевизионного или радиовещательного) сигнал с достаточным уровнем, без помех и отражений. Для приема сильного сигнала лучше использовать антенну с малым усилением, но с выраженной направленностью, при приеме слабого сигнала существенную роль играет усиление антенны, а направленность важна при помехах, создаваемых другим передатчиком, работающим в том же или соседнем канале. Для дальнего приема применяют антенные системы, составленные из двух или четырех антенн.

Чтобы принимать передачи радиовещательных станций в обоих диапазонах УКВ (CCIR и OIRT), обычно необходимы две антенны (с учетом разницы в частотах). Усиление и направленность этих антенн определяют, исходя из условий приема. На стадии разработки необходимо проанализировать возможность взаимных помех слабых и мощных станций в обоих диапазонах, особенно при использовании приемников невысокого класса, во входных цепях которых часто возникает перекрестная модуляция. Чтобы избежать помех радиоприему, возможно, придется подавить перед входом приемника и телевизионные сигналы.

На практике надо исходить из принципа: лучший усилитель — это антенна. Однако, если ее усиление недостаточно, следует использовать усилитель. Последний должен быть малошумящим, избирательным, чтобы усиливать сигналы только в определенной полосе частот, и достаточно линейным, чтобы не вносить заметных нелинейных искажений. Для выравнивания уровней сигналов на входе приемника или телевизора желательно предусмотреть возможность регулирования усиления в пределах примерно 20 дБ. Естественно, параметры усилителя должны оставаться неизменными при изменении температуры окружающей среды.

При конструировании антенных усилителей их размещают в непосредственной близости от антенн или даже на самих антеннах. Последний вариант удобен и с точки зрения их согласования.

Для передачи принятых сигналов по одному кабелю их необходимо сложить. В местах, где преобладают мощные передатчики и возникает многолучевой прием, это не так просто, как в областях более удаленных. Объясняется это тем, что и антенна, предназначенная для другого канала и ориентированная в другом направлении, может принимать отраженные сигналы местного телецентра, которые при простом сложении могут изменить сигнал, принятый другой антенной. Поэто-

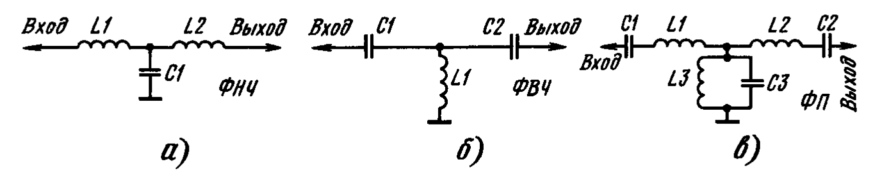


Рис. 1

му желательно, чтобы УСС было избирательным. Устройства сложения сигналов разделяют на избирательные, неизбирательные и направленные. *Избирательное* УСС (рис. 1) состоит из катушек и конденсаторов, образующих либо фильтр нижних частот (ФНЧ) (рис. 1, *а*), либо фильтр верхних частот (ФВЧ) (рис. 1, *б*), либо полосовой фильтр (рис. 1, *в*).

Неизбирательное УСС представляет собой гибридное устройство. *Направленное* УСС обычно изготовляется из специального коаксиального кабеля с вспомогательной жилой, длина которого определяется длинами волн смешиваемых сигналов. Минимальным затуханием в прямом направлении обладает избирательное УСС с сосредоточенными параметрами, на втором месте — гибридные УСС, на третьем — направленные, которые применяют в некоторых особых случаях, главным образом в диапазонах IV и V, где они могут быть выполнены печатным монтажом.

Избирательные УСС используют в основном для сложения сигналов отдельных диапазонов. Для этого необходимы катушки с определенной индуктивностью, конденсаторы с малым отклонением емкости от номинальной (или точный подбор); такие УСС можно изготовить в симметричном исполнении. Для сложения сигналов, наиболее далеко отстоящих по частоте диапазонов, применяют ФВЧ и ФНЧ, остальных (но не соседних) — полосовые фильтры. В качестве примера на рис. 2 изображена принципиальная схема УСС для трех основных диапазонов телевидения.

Неизбирательные УСС позволяют складывать произвольные сигналы диапазонов I—V, в том числе и находящиеся в соседних каналах. Они представляют собой модификацию симметрирующего трансформатора с ферритовым магнитопроводом (рис. 3). Если этот трансформатор должен быть широкополосным, собственная индуктивность его обмоток должна быть мала, а взаимная индуктивность,

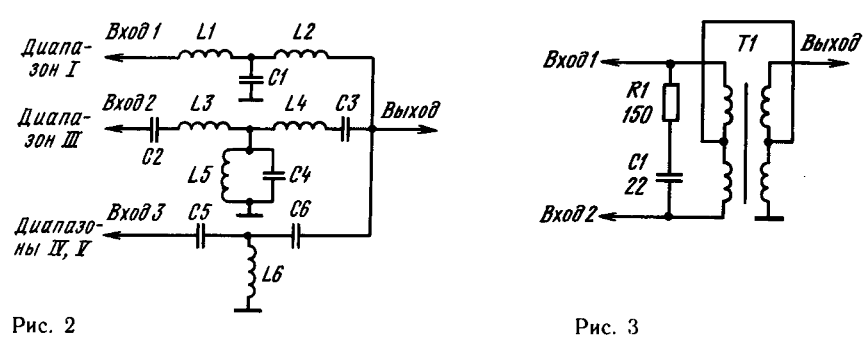


Рис. 2

Рис. 3

наоборот, большой. Поэтому обмотки наматывают медной шиной и изолируют одну от другой фторопластовой лентой. Типичные параметры такого УСС: проходное затухание — не более 3 дБ, переходное затухание — 40 дБ в диапазонах I—III и не менее 20 дБ в остальных, коэффициент рассогласования — более 1,3. Устройство сложения сигналов этого типа можно также использовать в качестве ответвителя сигнала. В ЧСФР подобное устройство выпускается под названием «Tesla PBC 21».

Устройство направленного УСС представлено на рис. 4. Проходное и переходное затухание такого УСС зависят от коэффициента связи между основной и вспомогательной линиями, а также от их взаимного расположения. В экстремальном случае, когда коэффициент связи равен 0,707, а проходное и переходное затухание одинаковы и равны 3 дБ, устройство работает как гибридный УСС. Направленный УСС также можно использовать в качестве ответвителя. Направленная линия лежит в основе ответвителя «Tesla PAM 15» и индивидуальных штеккеров «Tela».

Функции УСС может выполнять и усилитель. Каждый его вход в этом случае оснащают устройством, настроенным на соответствующий телевизионный канал или радиовещательный диапазон УКВ. На выходах некоторых изделий подобного рода включены полосовые фильтры, которые можно соединять параллельно. Недостаток такого решения — малое разделение сигналов при приеме сигналов соседних каналов, достоинство — простота реализации.

На практике применяют также отдельные канальные усилители в сочетании с УСС различных видов. Такой способ сложения сигналов в настоящее время считается лучшим, так как позволяет складывать сигналы близких и удаленных телецентров и выравнивать их уровни для дальнейшей обработки. При большом числе приемников иногда применяют широкополосный усилитель, задача которого — компенсировать потери, возникающие вследствие ответвления сигналов. Структурная схема такого устройства изображена на рис. 5 (здесь А1—А6 — симметрирующие звенья, А7—А12 — канальные усилители, А13—УСС, А14— широкополосный усилитель).

Для разводки сигнала внутри строения в основном используют коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом. В небольших домах обычно достаточно четырех розеток. В этом случае (рис. 6) используют гибридные ответвители, размещаемые на чердаке или верхнем этаже (ответвители А2 и А3 могут быть размещены и на более низких этажах). Общее затухание, вносимое таким устройством, не превышает 7 дБ. Индивидуальные розетки XW1—XW4— обычные,

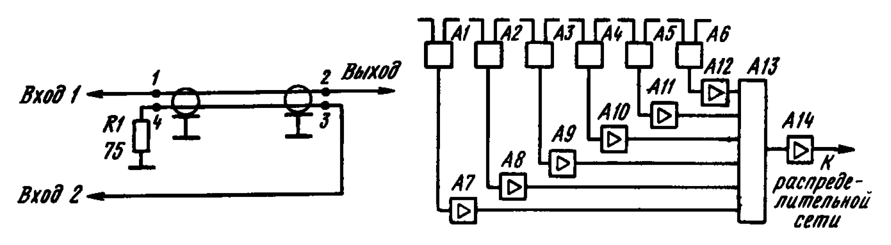


Рис. 4

Рис. 5

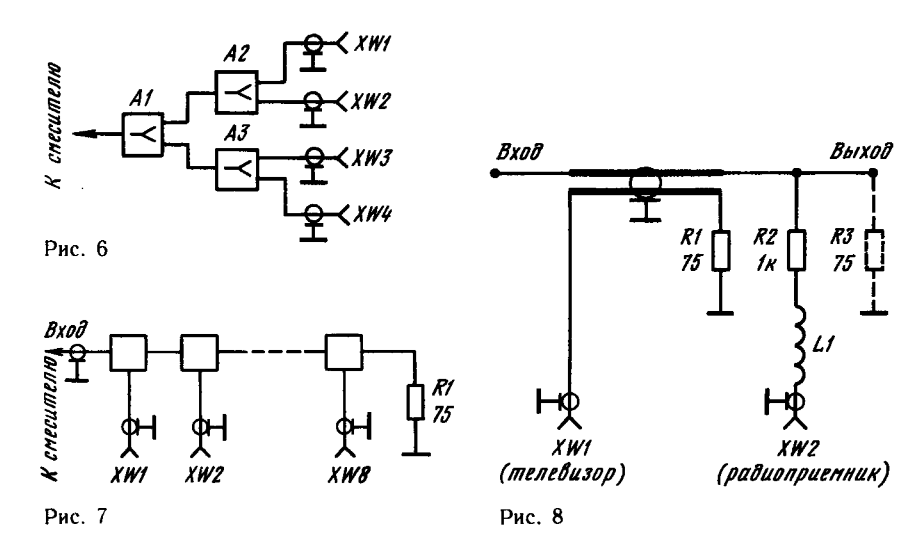


Рис. 6

Рис. 7

Рис. 8

в отсутствие нагрузки в них должны быть вставлены штеккеры с резисторами сопротивлением 75 Ом, чтобы не возникало отражений на открытых концах линий.

Если необходимо большое число розеток, следует использовать распределительную сеть на основе направленных ответвителей с достаточным (12...14 дБ) отделением приемников от магистральной линии. Схема такой линии показана на рис. 7. Последняя розетка XW8 должна быть оборудована нагрузочным резистором R1, сопротивление которого равно волновому сопротивлению кабеля магистральной линии. Для подобных распределительных сетей в ЧСФР выпускаются индивидуальные розетки «Tesla RZK 11» (проходные) и «RZK 01» (оконечные). Электрические схемы этих розеток одинаковы, розетка «PZK 01» отличается от «RZK 11» наличием резистора R3 (рис. 8). Достоинство этих розеток в том, что они содержат ФНЧ, подавляющий сигналы частотой выше 100 МГц, благодаря чему радиоприемник, подключенный к гнезду XW2, не перегружается телевизионными сигналами диапазонов III—V. Это имеет важное значение для приемников средней сложности, во входных цепях которых нередко возникает перекрестная модуляция.

Подводя итог сказанному, можно сформулировать следующие технические требования, которым должна удовлетворять коллективная антенна. В большинстве случаев (для условий ЧСФР. *Прим. ред.)* она должна обеспечивать прием: в одном канале телевизионного диапазона I, в двух каналах диапазона III, в двух-трех каналах диапазонов IV и V, дальний прием сигналов радиовещательных станций в диапазоне CCIR или телевизионного сигнала в диапазоне II и, наконец, прием сигналов местных радиовещательных станций в диапазоне OIRT. Кроме того, она должна отвечать требованиям, предъявляемым к устройствам для приема цветного телевизионного изображения. Для достижения минимального уровня помех желательно принять меры по выравниванию уровней принимаемых телевизионных сигналов.

Как следует из проведенного выше анализа, для каждой телевизионной программы и каждого радиовещательного диапазона целесообразно иметь свой канальный усилитель. Элементной базой могут служить полевые транзисторы производства ЧСФР с изолированными затворами KF907, которые можно использовать и в диапазоне V. Немаловажно и то, что они имеют низкие собственные шумы и допускают возможность регулирования усиления. Поскольку избирательное сложение сигналов отдельных диапазонов в условиях больших городов неизбежно, во входных цепях усилителей необходимо использовать настроенные полосовые фильтры.

Что касается распределительной сети, то предпочтение следует отдать ответвителям «Tesla PBC 21» и индивидуальным розеткам производства ГДР. Структурная схема удовлетворяющей названным требованиям системы изображена на рис. 9.

Принципиальная схема канального усилителя для диапазонов I—III на полевых транзисторах KF907 показана на рис. 10. Оба затвора транзисторов этого типа оснащены диодами, предохраняющими их от воздействия статического электричества. Сигнал от антенны на вход усилителя поступает через полосовой фильтр L1L2C1—C4. Для согласования контура L1C1C2 с антенной, а контура L2C3C4 с транзистором VT1 применена емкостная связь с помощью делителей

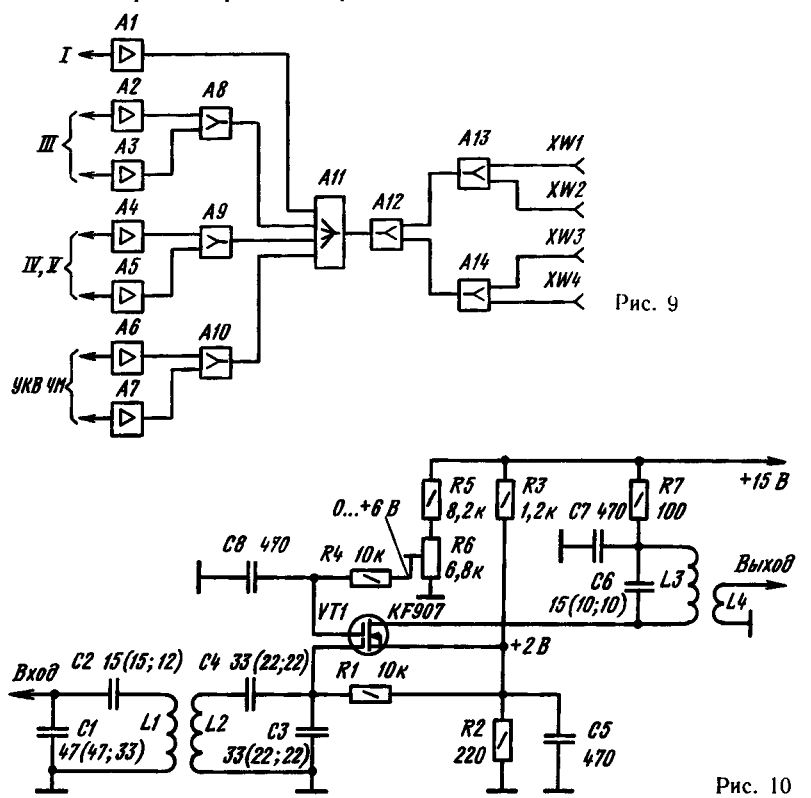


Рис. 9

Рис. 10

С1С2 и С3С4 соответственно (в скобках указана емкость конденсаторов для диапазонов II и III).

Сигнал с выхода полосового фильтра подводится к первому (по схеме — нижнему) затвору транзистора VT1, который находится под таким же потенциалом, что и исток благодаря их связи через резистор R1. Потенциал истока относительно общего провода задан делителем напряжения R2R3, который по РЧ составляющей блокирован конденсатором С5.

Усилением транзистора можно управлять, изменяя напряжение, подводимое к второму затвору (при повышении его от —2 до +4 В усиление возрастает на 30 дБ). Управляющее напряжение снимается с делителя напряжения, образованного резисторами R5 и R6. Резистор R4 выполняет защитные функции, по РЧ второй затвор блокирован конденсатором С8. Выходной контур L3C6 в цепи стока транзистора VT1 настроен на среднюю частоту канала, выходной сигнал снимается с катушки связи L4. Цепь R7C7 предотвращает попадание сигнала РЧ в провода питания.

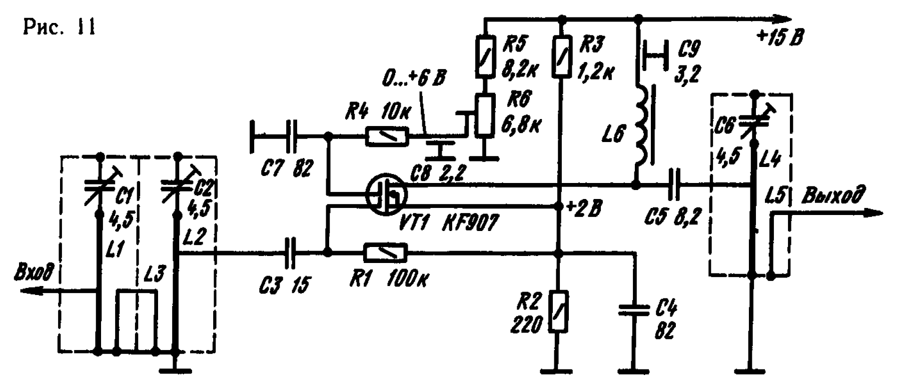
По аналогичной схеме можно выполнить и канальный усилитель для диапазонов IV—V. Отличие будет лишь в том, что вместо LC-контуров с сосредоточенными параметрами придется использовать объемные резонаторы, так как только они способны обеспечить нужную избирательность в этих диапазонах частот.

Принципиальная схема канального усилителя для диапазонов IV и V изображена на рис. 11. Принятый антенной сигнал с помощью гальванической связи подводится к резонатору L1C1, через индуктивную связь (L3) передается во второй резонатор (L2C2), а из него — через разделительный конденсатор С3— поступает на первый затвор полевого транзистора VT1. Управляющее напряжение на второй затвор подается через проходной конденсатор С8, напряжение питания на сток транзистора — через такой же конденсатор С9 и дроссель, образующий с последним развязывающий фильтр.

Для сложения сигналов разных диапазонов пригодно устройство, схема которого показана на рис. 12. Как видно, УСС асимметричный, затухание, вносимое им в полосе пропускания, не превышает 3 дБ (при условии, что параметры катушек и конденсаторов не отличаются от расчетных более чем на 1...2 %).

Сигнал радиовещательных станций обоих диапазонов подают на вход 2, так как с ним соединен ФНЧ с частотой среза несколько выше 100 Мгц.

Рис. 11



При благоприятных условиях для постоянного приема двух программ в диапазоне III или в диапазонах IV и V для сложения сигналов одного диапазона можно использовать уже упоминавшиеся гибридные УСС «Tesla PBC 21» (их подключают к выходам канальных усилителей). Это же относится и к обоим радиовещательным диапазонам УКВ. Разумеется, если какие-то из принимаемых сигналов достаточно сильные, канальные усилители для них не нужны.

При разработке источника питания для рассматриваемого случая исходят из того, что он будет питать восемь канальных усилителей. При напряжении 15 В каждый из них потребляет не более 20 мА, поэтому суммарный ток, на который должен быть рассчитан источник, не превышает 160 мА. Поскольку колебания напряжения питания влияют на усиление канальных усилителей, а следовательно, и на уровень сигнала, подводимого к телевизору или радиоприемнику, выходное напряжение источника должно быть стабилизированным. Для обеспечения длительной безотказной работы детали источника должны иметь достаточный запас по току, напряжению и рассеиваемой мощности.

Принципиальная схема стабилизированного источника питания, отвечающего этим требованиям, изображена на рис. 13. В цепь первичной (сетевой) обмотки трансформатора T1 включены предохранитель FU1 и выключатель Q1. Неоновая лампа HL1 индицирует подключение трансформатора к сети. Переменное напряжение вторичной обмотки выпрямляется диодами VD1—VD4. Выпрямленное напряжение фильтруется конденсатором C1 и, пройдя через интегральный стабилизатор DA1, поступает на канальные усилители. Встроенное в микросхему устройство защиты от короткого замыкания в нагрузке ограничивает выходной ток на уровне 230 мА.

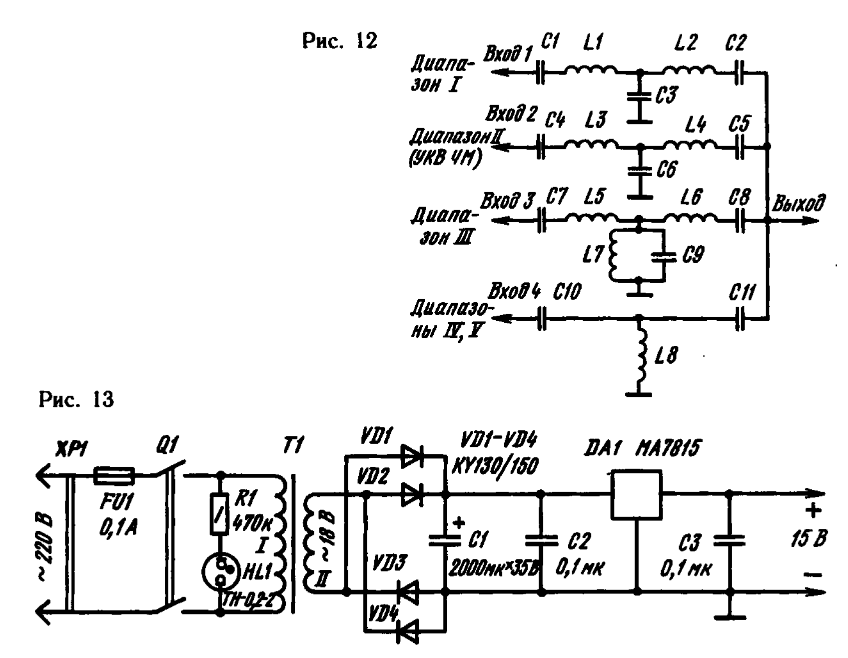
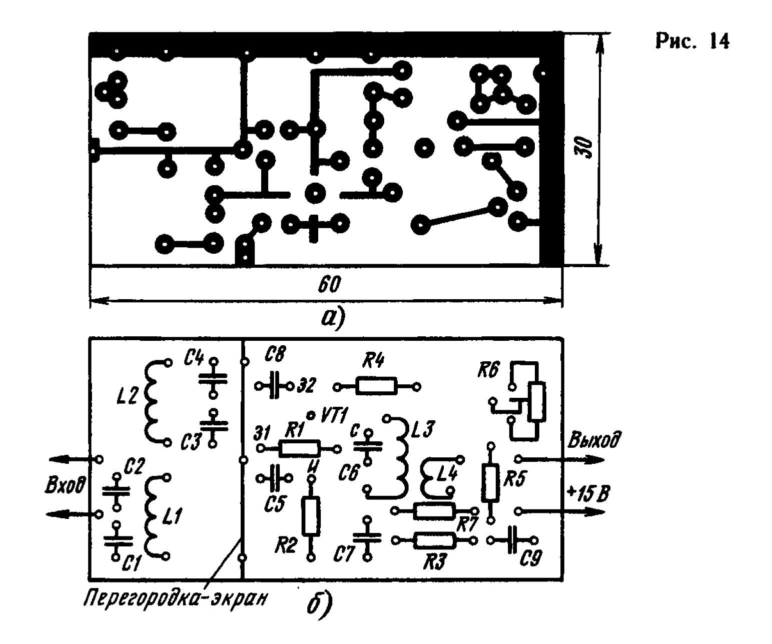


Рис. 12

Рис. 13

Рис. 14



Все детали канального усилителя сигналов диапазонов I—III монтируют на печатной плате (рис. 14), изготовленной из фольгированного стеклотекстолита. Катушки L1—L4 наматывают на пластмассовые каркасы диаметром 5 мм, применяемые в электронных селекторах каналов. Для приема программ в диапазоне I катушки L1—L3 должны содержать по 12 витков провода ПЭВ-2 0,5, в диапазоне II— по восемь витков провода ПЭВ-2 0,6, в диапазоне III— по пять витков провода ПЭВ-2 0,8. Катушка L4 в первом случае должна содержать четыре, во втором — три, в третьем — два витка того же провода, что и катушки L1—L3. Для настройки на последние три канала диапазона III (10-, 11- и 12-й) используют латунные подстроечники с резьбой М4.

Смонтированный усилитель помещают в экранирующую обечайку, согнутую из луженой жести толщиной 0,4...0,5 мм в соответствии с рис. 15 (отверстия в ее стенках предназначены для установки проходных стеклянных изоляторов, через которые усилитель соединяется с антенной, УСС и источником питания), и закрепляют в ней пайкой фольги общего провода к двум соседним стенкам. Для предотвращения паразитной связи между входными и выходными контурами усилителя устанавливают перегородку из того же материала, что и обечайка (ее припаивают не только к стенкам последней, но и к печатным проводникам платы с обратной стороны). Верхнюю (с отверстием для доступа к подстроечному резистору R6) и нижнюю стенки экрана устанавливают на место после регулировки усилителя.

Основой конструкции канального усилителя сигналов диапазонов IV и V служит коробка из жести толщиной 0,4...0,5 мм, изготовленная в соответствии с рис. 16. После закрепления в детали 1 перегородок 2 и 3 и промывки паяных

Рис. 15

Рис. 16

швов спиртом устанавливают на перегородке 3 дисковые опорные конденсаторы C7 и C4 (последний припаивают точно на том месте, которое указано на рис. 17, *а*; место установки этого конденсатора особенно критично при приеме сигналов в диапазоне V). Затем устанавливают на место проходные конденсаторы C8, C9, подстроечные конденсаторы C1, C2, C6, постоянные резисторы R2—R4, изготовленные из медного посеребренного провода резонаторы L1, L2, L4 и элементы,

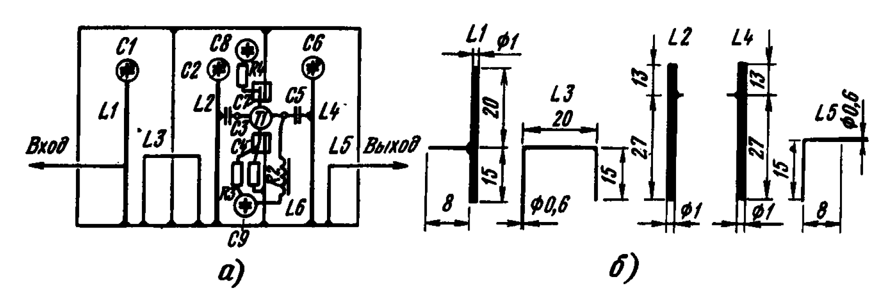


Рис. 17

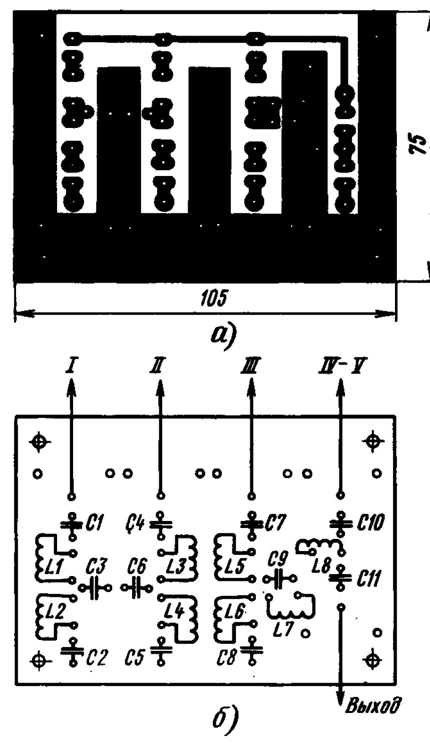


Рис. 18

связи L3, L5 (их размеры указаны на рис. 17, *б*), конденсаторы связи C3, C5, дроссель L6 и, наконец, транзистор VT1 (для припайки его выводов можно использовать только паяльник на низкое напряжение с заземленным жалом). Дроссель L6 должен содержать 10 витков провода ПЭВ-2 0,4, намотанного виток к витку на ферритовом стержне диаметром 2 мм. Подстроечный резистор R6 монтируют снаружи экранирующей коробки (вывод его движка припаивают к выводу проходного конденсатора C8, а один из выводов резистивного элемента — к стенке коробки), выводы резистора R5 припаивают к свободному выводу резистора R6 и выводу внутренней обкладки проходного конденсатора C9.

Детали избирательного УСС монтируют на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита, изображенной на рис. 18. Все его катушки — бескаркасные. Их наматывают виток к витку на оправке диаметром 5 мм. Катушки L1, L2 должны содержать по 12, L3, L4 — по 15 витков провода ПЭВ-2 0,5; L5, L6 — по шесть, L7 — два витка провода ПЭВ-2 0,8, L8 — 1,5 витка провода ПЭВ-2 1,0. Оплетки коаксиальных кабелей, по которым подводятся сигналы от канальных усилителей и гибридных УСС, припаивают к скобкам, согнутым из листовой латуни толщиной 2 мм, которые затем крепят к плате винтами с гайками. Внутренние проводники кабелей пропускают через отверстия в ней и припаивают к печатным проводникам. Конечно, такой способ подводки сигналов усложняет измерение и наладку УСС, поэтому если есть возможность, для подсоединения кабелей лучше применить разъемные коаксиальные соединители с волновым сопротивлением 75 Ом.

Особое внимание необходимо уделить источнику питания и его основному узлу — сетевому трансформатору. Лучше всего использовать понижающий трансформатор заводского изготовления. При самостоятельном изготовлении его можно намотать на магнитопроводе Ш20×20 из электротехнической стали толщиной не более 0,5 мм. Первичная обмотка (на 220 В) должна содержать 2 600 витков провода ПЭВ-2 0,15, вторичная (на 18 В) — 215 витков провода ПЭВ-2 0,5. Между слоями первичной обмотки необходимо проложить по одному слою конденсаторной бумаги, а между обмотками — 2-3 слоя стеклолакоткани.

Выпрямительные диоды, конденсаторы C1—C3 и микросхему стабилизатора напряжения размещают на стеклотекстолитовой плате размерами 100×100 мм. Та-

кие же размеры должен иметь и теплоотвод микросхемы, изготовленный из алюминиевого листа толщиной 2 мм (он предотвратит перегрев микросхемы при длительном коротком замыкании в нагрузке). В качестве опорных точек при монтаже желательно использовать пустотелые заклепки, развальцованные в отверстиях монтажной платы, а для соединения деталей — монтажный провод диаметром не менее 1 мм. Керамические конденсаторы С2, С3 припаивают непосредственно к выводам микросхемы DA1, колодку с контактами для припайки проводов, идущих к канальным усилителям, устанавливают на ее теплоотводе.

Компоновка узлов источника питания зависит от возможности размещения системы в доме. Однако в любом случае все узлы системы желательно смонтировать в хорошо вентилируемом запирающемся ящике, недоступном для детей, и разместить не слишком далеко от мачты с антеннами. Для защиты от ветра и влаги этот ящик лучше всего установить под мачтой, на чердаке или, если строение имеет плоскую крышу, в коридоре верхнего этажа. Возможный вариант размещения деталей источника питания на стенке ящика показан на рис. 19.

При использовании исправных деталей и отсутствии ошибок в монтаже источник питания не требует налаживания. Надо только проверить его работоспособность. Для этого к выходу источника подключают эквивалент нагрузки — резистор сопротивлением 33 Ом с рассеиваемой мощностью не менее 3 Вт и, включив трансформатор в сеть, измеряют напряжение на нагрузке. Если оно не выходит за пределы 14,5...15,5 В, значит, блок питания работает, можно переходить к налаживанию остальных устройств системы.

Налаживание канальных усилителей, работающих в диапазонах I—III, начинают с проверки режимов по постоянному току на соответствие указанным на рис. 10 вольтметром с входным сопротивлением не менее 1 МОм. Цепи РЧ лучше настраивать с помощью генератора качающейся частоты, но можно контролировать АЧХ и по точкам с помощью генератора сигналов и высокочастотного вольтметра переменного тока. Можно настраивать усилители по испытательной таблице, передаваемой телецентрами.

При настройке по приборам стремятся к тому, чтобы АЧХ усилителя уложилась в поле допусков (рис. 20). Ширина полосы пропускания должна быть не уже 8 МГц. Положение «горбов» АЧХ определяется частотами настройки контуров входного полосового фильтра, положение впадины между ними — частотой настройки выходного контура. Настраивают эти контуры изменением расстояний между витками катушек с помощью отвертки из диэлектрического материала. Если впадина получается слишком глубокой, увеличивают индуктивную связь между катушками L1 и L2 (сближают их). Добившись нужного результата, экран

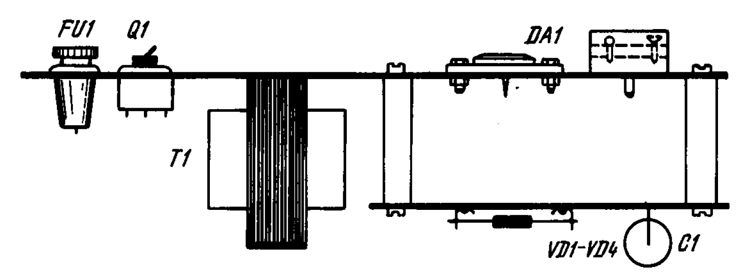


Рис. 19

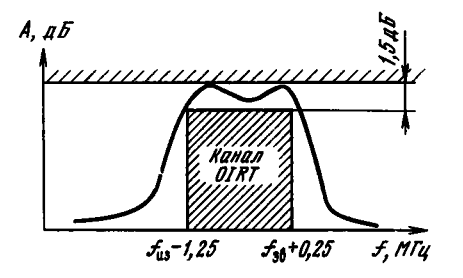



Рис. 20

закрывают крышками и, слегка закрепив их каплями припоя, еще раз снимают АЧХ. Возникшую расстройку устраняют указанными способами, после чего крышки закрепляют окончательно пайкой к обечайке. Требуемое усиление устанавливают подстроечным резистором R6.

В такой же последовательности настраивают и канальные усилители диапазонов IV и V. Следует отметить, что усилитель, схема которого представлена на рис. 11, можно использовать в качестве антенного, поместив его в непосредственной близости от антенны. Такая необходимость может возникнуть в случае, если из-за вносимого кабелем затухания не обеспечивается достаточный уровень сигнала на входе УСС.

Работоспособность селективного УСС проверяют с помощью генератора сигналов и высокочастотного вольтметра, нагрузив все входы и выход резисторами сопротивлением 75 Ом. Для измерений используют сигналы соответствующих частот напряжением около 100 мВ. Такой сильный сигнал необходим для того, чтобы избежать искажений измеряемых величин сигналами близкорасположенных телевизионных передатчиков (они могут проникнуть в УСС непосредственно, минуя входы и выход). При налаживании контролируют АЧХ в соответствующих диапазонах частот и ослабление сигналов, проникающих из других диапазонов. При необходимости подбирают индуктивность катушек, входящих в тот или иной фильтр. После настройки витки катушек закрепляют каким-либо лаком или клеем, не вносящим заметных потерь на рабочих частотах. Если УСС предполагается использовать в условиях повышенной влажности, его целиком (вместе с присоединенными кабелями) необходимо покрыть защитным лаком, обладающим хорошими высокочастотными свойствами.

В заключение — немного об антеннах. Промышленность ЧСФР выпускает целый ряд хороших антенн для всех диапазонов, поэтому изготавливать их собственными силами нет необходимости. К тому же это и невыгодно, так как затраты на изготовление антенны получаются больше, чем стоимость готовой антенны.

Для крепления антенн ни в коем случае нельзя использовать улавливающие штыри молниеотводов, мачты силовых и связных линий, деревья. Чтобы защитить аппаратуру от атмосферного электричества, антенны необходимо тщательно заземлить. Антенную мачту заземляют в нижней части стальным оцинкованным проводом диаметром не менее 8 мм или стальной шиной сечением 3×20 мм. В процессе эксплуатации состояние заземляющих проводов необходимо периодически контролировать. Расстояние между антеннами и наружными проводами, прежде всего сетевыми, должно быть не менее 3 м.

Важный этап установки антенн — ориентирование. Предварительно это делают по странам света, определив направление на передатчик по карте, окончательно — по качеству сигнала, контролируемого с помощью телевизора, желательно переносного: его устанавливают таким образом, чтобы человек, манипулирующий с антеннами, видел результат непосредственно на экране кинескопа. В итоге должно получиться изображение без повторов (т. е. без отраженных мешающих сигналов), поэтому не исключено, что придется проверить возможность подавления отраженного сигнала с помощью минимума между лепестками диаграммы направленности антенны.

При дальнем приеме телевидения антенну ориентируют по наиболее сильному сигналу (минимальному шуму), так как отражение в этом случае обычно отсутствует (вернее — очень слабо).

После настройки антенн и монтажа всей системы, включая и розетки для подключения телевизоров и радиоприемников, определяют уровни сигналов в отдельности, наличие взаимных помех. На этом этапе необходимо выявить каналы с недостаточным уровнем сигнала (достаточным считают напряжение сигнала, находящееся в пределах 0,5...10 мВ, при меньшем напряжении страдает качество цветного изображения) и соответствующей подстройкой канальных усилителей добиться его повышения. Для контроля уровня сигнала используют специальные измерительные приемники. Опытным радиолюбителям, разбирающимся в приемной телевизионной технике, можно рекомендовать использовать в качестве измерительного приемника телевизор (во избежание поражения электрическим током применять для этой цели телевизоры без сетевого трансформатора не следует). Об уровне сигнала в этом случае судят по показаниям вольтметра (с достаточно большим входным сопротивлением), измеряющего напряжение АРУ.

Всем остальным радиолюбителям при отсутствии измерительного приемника можно рекомендовать способ ориентировочной оценки сигнала, основанный на предположении, что его заданное значение находится в области, близкой к значению, при котором в цветном изображении исчезают остатки шумов. Сигнал с очень большим уровнем качества приема не улучшит, наоборот, может привести к нелинейным искажениям изображения, интермодуляции (проявляется в том, что кроме изображения принимаемой программы на экране наблюдается изображение, передаваемое другим передатчиком, или подвижные полосы) или к нестабильности синхронизации, которая обычно является верным признаком большого уровня сигнала. При оценке уровня сигнала лучше всего пользоваться испытательной таблицей, передаваемой телецентром. При недостаточном уровне сигнала усиление соответствующего канального усилителя увеличивают подстроечным резистором, предусмотренным для этой цели.

Аналогично поступают и с радиовещательными сигналами, передаваемыми на УКВ, но здесь прежде всего необходимо убедиться, нет ли помех со стороны местных телевизионных передатчиков, которые возникают при слишком большом усилении их сигналов. Нужно установить только такое усиление, которое достаточно с точки зрения взаимных помех.

УДК 621.317.725

СРЕДНЕКВАДРАТИЧНЫЙ ВОЛЬТМЕТР ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Б. Григорьев (СССР)

Важнейшая характеристика переменного напряжения (тока) — его среднеквадратическое* значение (СКЗ). Знать истинное СКЗ необходимо при определении мощности или энергетических соотношений в цепях переменного тока, измерении шумовых характеристик устройств и коэффициентов гармонических или интермодуляционных искажений, налаживании тиристорных регуляторов мощности. Сочетание «истинное СКЗ» было употреблено здесь не случайно. Дело в том, что измерить СКЗ сложно, поэтому вольтметрами (самостоятельными или включенными в состав мультиметров) обычно измеряют либо среднее выпрямленное, либо пиковое значение переменного напряжения. Для напряжения синусоидальной формы, а оно чаще других встречается в практике измерений, есть однозначная связь между этими тремя значениями СКЗ: пиковое в 1,41 раза больше, чем СКЗ, а среднее выпрямленное в 1,11 раза меньше его. Поэтому вольтметры широкого применения практически всегда откалиброваны в СКЗ независимо от того, что на самом деле регистрирует данный прибор. Следовательно, при измерении СКЗ переменных напряжений, форма которых заметно отличается от синусоидальной, пользоваться этими вольтметрами в общем случае нельзя, однако для периодических сигналов несложной формы (меандр, треугольник и т. п.) можно вычислить поправочные коэффициенты. Но этот способ неприемлем для наиболее важных в практике измерений (в частности, и тех, что упоминались выше). Здесь на помощь может прийти только вольтметр, регистрирующий истинные СКЗ переменного напряжения.

Длительное время для измерения СКЗ использовались методы, основанные на преобразовании переменного напряжения в постоянное с помощью термоэлектронных приборов. В модернизированной форме эти методы применяются и сейчас. Однако все более широкое распространение получает измерительная аппаратура, представляющая собой специализированные аналоговые вычислительные устройства. По той или иной математической модели они обрабатывают исходный сигнал так, чтобы продуктом обработки было его СКЗ. Этот путь, даже с учетом успехов микроэлектроники, неизбежно ведет к усложнению аппаратуры [1], что неприемлемо для радиолюбительской практики, поскольку измерительный прибор становится сложней устройств, для налаживания которых он необходим.

Если не выдвигать требование, чтобы вольтметр СКЗ был прямопоказывающим (а это важно, в первую очередь, для массовых измерений), то возможно

---

* В литературе вместо термина «среднее квадратическое» часто используют термины «эффективное» или (реже) «действующее».

создание очень простого в изготовлении и налаживании прибора. Метод измерения СКЗ основан в нем на усилении напряжения до уровня, при котором начинает светиться обыкновенная лампочка накаливания. Яркость свечения (ее регистрируют фоторезистором) лампочки однозначно связана с СКЗ приложенного к ней переменного напряжения. Чтобы исключить нелинейность преобразователя переменное напряжение — сопротивление резистора, целесообразно использовать фоторезистор лишь для регистрации определенной яркости свечения лампочки, устанавливаемой при калибровке прибора. Тогда измерения СКЗ сводятся к регулировке коэффициента передачи предварительного усилителя так, чтобы лампочка светилась с заданной яркостью. Среднее квадратическое значение измеряемого напряжения считывают по шкале переменного резистора.

Принципиальная схема среднеквадратичного вольтметра переменного тока приведена на рис. 1. Он состоит из усилителя и измерительного моста. Усилитель выполнен на операционном усилителе (ОУ) DA1 и транзисторах VT1 и VT2 (двухтактный эмиттерный повторитель). Коэффициент передачи усилителя определяется отношением сопротивлений резисторов (R5+R4)/(R2+R3) в цепи отрицательной обратной связи и регулируется переменным резистором R3, на движке которого закреплена шкала для отсчета СКЗ измеряемого напряжения. Резистор R2 — ограничительный. Подстрочный резистор R5 служит для установки исходного коэффициента передачи усилителя.

Начальное смещение транзисторов выходного эмиттерного повторителя задает резисторная цепь R7—R10. Резисторы R11 и R12 ограничивают при перегрузках ток через транзисторы VT1 и VT2, а также лампочку оптрона VL1, который является нагрузкой для усилителя. Для правильного измерения СКЗ важно, чтобы на выходе усилителя при отсутствии сигнала постоянное напряжение было равно нулю. Добиваются этого изменением режима работы ОУ DA1 по постоянному току переменным резистором R6.

Фоторезистор оптрона VL1 включен в мостовую схему, баланс которой регистрирует микроамперметр PA1 с нулем посередине шкалы. Резистор R14 в со-

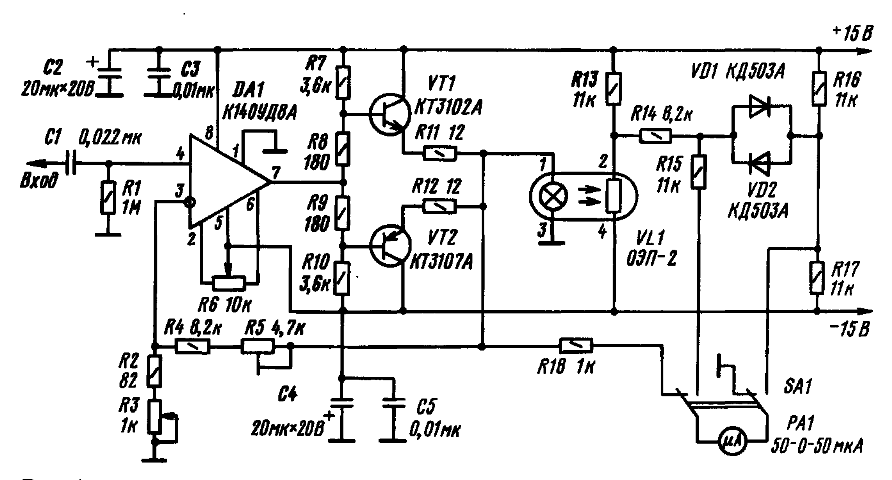


Рис. 1

четании с диодами VD1 и VD2 обеспечивают защиту микроамперметра при значительном разбалансе моста. Этот же микроамперметр с помощью переключателя SA1 можно подключить к выходу усилителя для его балансировки по постоянному току.

Измеряемое напряжение поступает на неинвертирующий вход ОУ DA1. Следует заметить, что если исключить разделительный конденсатор C1, то на вход прибора можно будет подавать переменное напряжение с постоянной составляющей. И в этом случае показания прибора будут соответствовать истинному СКЗ суммарного (постоянное + переменное) напряжения.

Теперь о некоторых особенностях рассматриваемого вольтметра и о выборе элементов для него. Главным элементом прибора является оптрон VL1. Разумеется, очень удобно использовать готовый стандартный прибор, но аналог оптрона можно изготовить и самостоятельно. Для этого необходимы лампочка накаливания и фоторезистор, которые помещают в корпус, исключающий попадание на фоторезистор внешнего света. Кроме того, желательно обеспечить минимальную передачу тепла от лампочки к фоторезистору (его сопротивление зависит и от температуры). Наиболее жесткие требования предъявляются к лампочке накаливания. Яркость ее свечения при СКЗ напряжения на ней около 1,5 В должна быть достаточной, чтобы вывести фоторезистор в рабочую точку, соответствующую балансу моста. Такое ограничение обусловлено тем, что прибор должен иметь хороший пик-фактор (отношение максимально допустимого амплитудного значения измеряемого напряжения к среднему квадратическому). При небольшом пик-факторе прибор может не зарегистрировать отдельные выбросы напряжения и занизить тем самым его СКЗ. При значениях элементов моста, данных на схеме рис. 1, СКЗ напряжения на оптроне ОЭП-2, выводящие его фоторезистор в рабочую точку (сопротивление около 10 кОм), будет примерно 1,4 В. Максимальная амплитуда выходного напряжения (до начала ограничения) в данном приборе не превышает 11 В, поэтому его пик-фактор будет около 18 дБ. Это значение вполне приемлемо для большинства измерений, но при необходимости его можно несколько увеличить, повысив напряжение питания усилителя.

Еще одно ограничение на лампочку накаливания — ее ток в рабочей точке не должен превышать 10 мА. В противном случае необходим более мощный эмиттерный повторитель, так как он должен обеспечивать пиковый ток, примерно в 10 раз больший, чем ток, потребляемый лампочкой накаливания в рабочей точке.

К фоторезистору самодельного оптрона особых требований не предъявляется, но если у радиолюбителя есть возможность выбора, то желательно найти экземпляр, который имеет необходимое сопротивление в рабочей точке при меньшей освещенности. Это позволит реализовать больший пик-фактор прибора.

Выбор ОУ однозначно определяет комбинацию двух параметров: чувствительность и полосу пропускания. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) операционного усилителя К140УД8 приведена на рис. 2 (она типична для многих ОУ с внутренней коррекцией). Как видно из АЧХ, для того чтобы обеспечить измерения СКЗ напряжения в полосе частот до 20 кГц, максимальный (при верхнем по схеме рис. 1 положении движка переменного резистора R3) коэффициент усиления не должен в данном случае превышать нескольких десятков. Это подтверждает и нормированная АЧХ прибора, которая приведена на рис. 3.

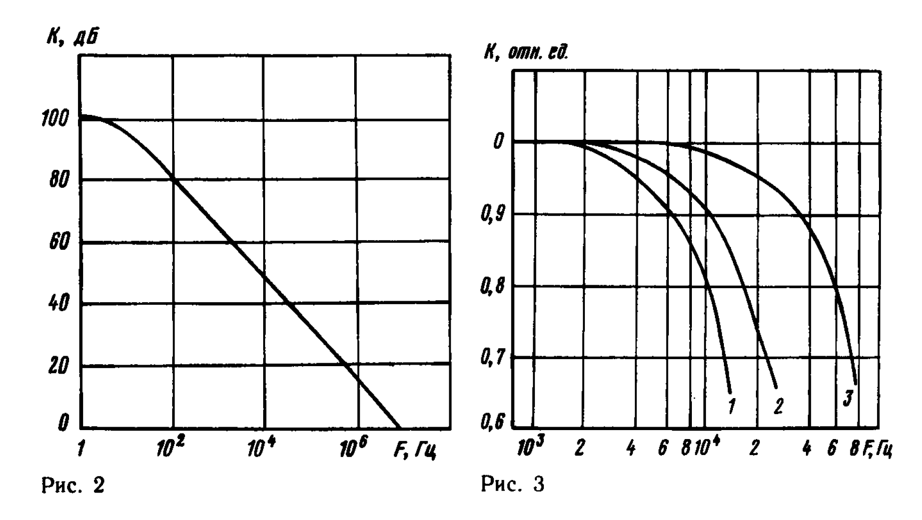


Рис. 2 Рис. 3

Кривые 1—3 соответствуют трем положениям движка переменного резистора R3: верхнему, среднему и нижнему.

При этих измерениях максимальный коэффициент передачи усилителя (соответствует кривой 1) был около 150, что соответствует пределам измерения СКЗ от 10 до 100 мВ. Видно, что спад АЧХ на частотах выше 10 кГц в данном случае становится уже весьма существенным. Для уменьшения спада АЧХ возможны два способа. Во-первых, можно уменьшить (подбором резисторов R4 и R5) максимальный коэффициент передачи усилителя до 15...20. Это на порядок снизит чувствительность прибора (что можно легко компенсировать предварительными усилителями), но тогда и в худшем случае его АЧХ не будет идти ниже кривой 3 на рис. 3. Во-вторых, можно заменить операционный усилитель на другой, более широкополосный (например, на К574УД1, К553УД2), что позволит реализовать при полосе пропускания усилителя 20 кГц высокую чувствительность прибора. Так, для К574УД1 максимальный коэффициент передачи усилителя при такой полосе пропускания может быть уже около нескольких сотен.

К остальным элементам прибора особых требований не предъявляется. Отметим лишь, что максимально допустимое рабочее напряжение для транзисторов VT1 и VT2, а также для фоторезистора должно быть не менее 30 В. Впрочем, для фоторезистора оно может быть и меньше, но тогда на мост следует подать пониженное напряжение и подобрать (при необходимости) резисторы R14 и R15.

Перед первым включением вольтметра движок резистора R6 устанавливают в среднее положение, резистора R3 в нижнее, а резистора R5 в крайнее правое по схеме положение. Переключатель SA1 переводят в левое по схеме положение, а с помощью переменного резистора R6 устанавливают стрелку микроамперметра PA1 на нулевую отметку. Затем движки резисторов R3 и R5 переводят соответственно в верхнее и крайнее левое положение и уточняют балансировку усилителя. Вернув SA1 в исходное положение (контроль баланса моста), приступают к калибровке прибора.

На вход вольтметра подают напряжение синусоидальной формы от звукового генератора. Его среднее квадратическое значение контролируют любым вольтметром переменного тока, имеющим необходимые пределы измерений и частотный диапазон. Отношение максимального измеряемого напряжения к минимальному для данного вольтметра немногим больше 10, поэтому пределы измерений целесообразно выбрать от 0,1 до 1 В (для широкополосного варианта с ОУ К14ОУД8) или от 10 до 100 мВ (для варианта с номиналами по рис. 1). Установив входное напряжение чуть меньше нижнего предела измерений, например 9...9,5 мВ, с помощью подстроечного резистора R5 добиваются баланса моста (движок R3 — в верхнем по схеме положении). Затем движок резистора R3 переводят в нижнее положение, а входное напряжение увеличивают до тех пор, пока не восстановится баланс моста. Если это напряжение будет более 100 мВ (для рассматриваемого нами варианта), то можно переходить к калибровке прибора и градуировке его шкалы. В случае, когда напряжение, при котором балансируется мост, меньше 100 мВ или заметно больше этого значения, следует уточнить сопротивление резистора R2 (соответственно уменьшить или увеличить его). При этом, естественно, процедуру установки пределов измерения повторяют снова. Операция калибровки прибора очевидна: подавая на его вход напряжение в пределах 10...100 мВ, вращением движка резистора R3 добиваются нулевых показаний микроамперметра и наносят на шкалу соответствующие значения.

Измерения отношения сигнал-шум магнитофонов, усилителей и другой звуковоспроизводящей аппаратуры обычно производят со взвешивающими фильтрами, которые учитывают реальную чувствительность человеческого уха к сигналам различных частот. Вот почему среднеквадратичный вольтметр целесообразно дополнить таким фильтром, принципиальная схема которого приведена на рис. 4. Формирование требуемой АЧХ производится тремя RC-цепями — R2C2, R4C3C4 и R6C5. Амплитудно-частотная характеристика этого фильтра приведена на

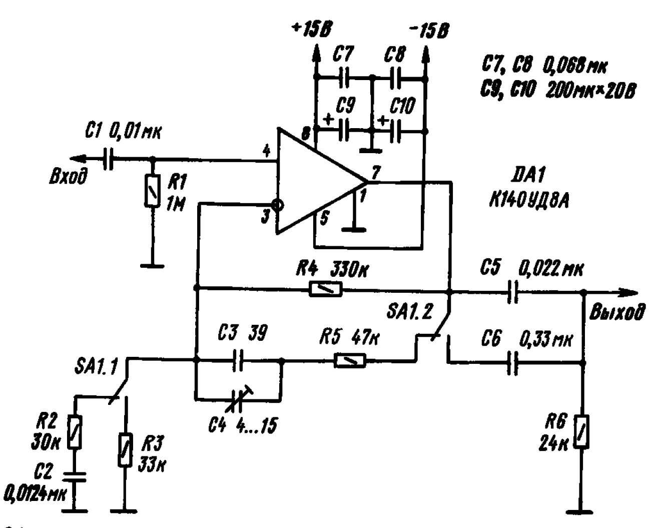


Рис. 4


Рис. 5

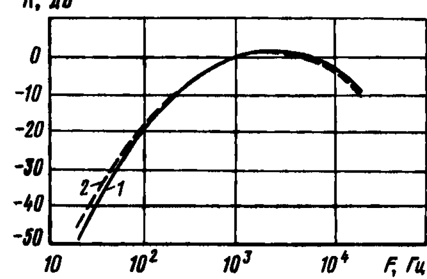


рис. 5 (кривая 2). Здесь же для сравнения показана (кривая 1) соответствующая стандартная АЧХ (стандарт СЭВ 1359—78). В области частот ниже 250 Гц и выше 16 кГц АЧХ фильтра несколько отличается от стандартной (примерно на 1 дБ), но возникающей при этом погрешностью можно пренебречь, поскольку шумовые составляющие с такими частотами в отношении сигнал-шум звуковоспроизводящей аппаратуры невелики. Выигрыш за эти небольшие отклонения от стандартной АЧХ — простота фильтра и возможность с помощью одного переключателя на два направления (SA1) отключить фильтр и получить линейный предварительный усилитель с коэффициентом передачи 10. У фильтра коэффициент передачи на частоте 1 кГц также равен 10.

Отметим, что резистор R5 не задействован в формировании АЧХ фильтра. Он исключает возможность его самовозбуждения на высоких частотах из-за фазовых сдвигов в цепи обратной связи, обусловленных конденсаторами C3 и C4. Сопротивление этого резистора некритично. При настройке прибора его увеличивают до тех пор, пока не прекратится самовозбуждение фильтра (контролируют широкополосным осциллографом или высокочастотным милливольтметром).

После подбора резистора R5 переходят к подстройке АЧХ фильтра в области высоких частот. Последовательно снимая АЧХ фильтра при различных положениях ротора подстроечного конденсатора C4, находят такое его положение, при котором на частотах выше 1 кГц отклонения АЧХ от стандартной будут минимальными. В области низких частот (300 Гц и ниже) ход АЧХ при необходимости уточняют подбором конденсатора C5. Конденсатор C2 (состоящий из двух конденсаторов емкостью 0,01 мкФ и 2400 пФ, включенных параллельно) влияет в первую очередь на ход АЧХ на частотах 500...800 Гц. Последний этап в настройке фильтра — подбор резистора R2. Его сопротивление должно быть таким, чтобы коэффициент передачи фильтра на частоте 1 кГц был равен 10. Затем проверяют сквозную АЧХ фильтра и при необходимости уточняют емкость конденсатора C2. Когда фильтр отключен, подбором резистора R3 устанавливают коэффициент передачи предварительного усилителя равным 10.

Если этот фильтр встраивается в среднеквадратичный вольтметр, то конденсатор C1 и резистор R1 (см. рис. 1) можно исключить. Их функции будут выполнять конденсаторы C5 и C6, а также резистор R6 (см. рис. 4). В этом случае сигнал с резистора R6 подают непосредственно на неинвертирующий вход операционного усилителя вольтметра.

Поскольку пик-фактор измеряемого переменного напряжения в общем случае заранее не известен, то, как уже отмечалось, возможна погрешность в измерениях

СКЗ, обусловленная ограничением амплитуды сигнала на выходе усилителя. Чтобы быть уверенным в отсутствии такого ограничения, в прибор целесообразно ввести пиковые индикаторы максимально допустимой амплитуды сигнала: один для сигналов положительной полярности, а другой для сигналов отрицательной полярности. За основу можно взять устройство, которое было описано в [2].

Список литературы

1. **Сухов Н.** Среднеквадратичный милливольтметр//Радио.— 1981.— № 1.— С. 53—55 и № 12.—С. 43—45.
2. **Владимиров Ф.** Индикатор максимального уровня//Радио.— 1983.—№ 5.— С. 35, 36.

УДК 621.373

ФУНКЦИОНАЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР СИГНАЛОВ ТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

Т. Кубат (ЧСФР)

Предлагаемый вниманию читателей прибор является источником сигналов точной и стабильной частоты и состоит из двух частей: логической и аналоговой. Первая из них позволяет получить на выходе сигнал требуемой частоты с логическими уровнями ТТЛ и КМОП, вторая — сигнал синусоидальной, треугольной или прямоугольной формы с регулируемой амплитудой. К особенностям прибора можно отнести использование цифровой установки частоты и фазовой автоподстройки (ФАПЧ).

Технические характеристики

Логическая часть

Диапазон частот, Гц	$5 \cdot 10^{-2}...10^{6}$
Нестабильность частоты	10^{-5}
Длительность фронта импульса, нс:	
с уровнем КМОП (на нагрузке сопротивлением 10 МОм и 7 пФ)	75
с уровнем ТТЛ	25
Длительность спада импульса, нс:	
с уровнем КМОП	35
с уровнем ТТЛ	20
Максимальный выходной ток при уровне логической 1 (напряжение высокого уровня), мА:	
КМОП (при 13,5 В)	+25
ТТЛ (при 3,4 В)	+10

Максимальный выходной ток при уровне логического 0 (напряжении низкого уровня), мА:	
КМОП (при 1,5 В)	-75
ТТЛ (при 1,5 В)	−12
Скважность	1 (в области высших частот не гарантируется)

Аналоговая часть

Диапазон частот, Гц	$0{,}5...0{,}75\cdot10^6$
Длительность фронта и спада импульсов напряжения прямоугольной формы, нс	500
Коэффициент гармоник синусоидального сигнала, %, не более	2,5
Максимальная амплитуда выходного сигнала, В	5
Пределы регулирования выходного напряжения:	
грубо, дБ	0, —20, —40, —60
точно, %	0...100
Погрешность аттенюатора, %, не более	±2,5
Выходное сопротивление, Ом	600
Погрешность встроенного вольтметра, %, не более	±5
Потребляемая мощность, В·А	8
Габаритные размеры, мм	285×100××210
Масса, кг	3

Структурная схема прибора изображена на рис. 1. Источником сигнала образцовой (точной) частоты является генератор G1, стабилизированный кварцевым резонатором на 100 кГц. После делителя U1 импульсы с частотой повторения в 100 раз меньшей (1 кГц) подаются на вход D фазового детектора U4. Выход последнего через фильтр нижних частот (ФНЧ) R2C2 соединен

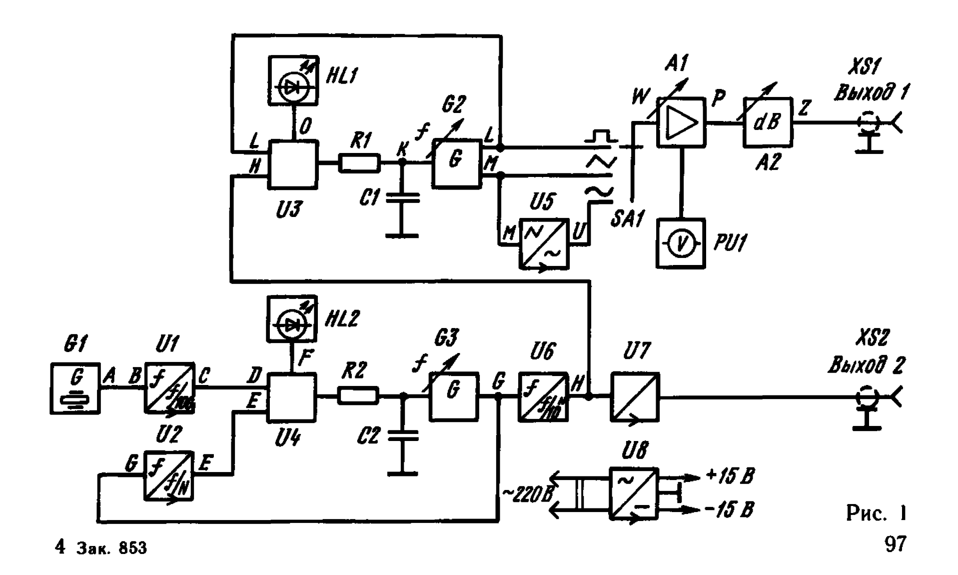


Рис. 1

с входом генератора, управляемого напряжением (ГУН), G3. Он генерирует колебания частотой от 50 кГц до 1 МГц. Из этого сигнала выходной делитель U6 формирует более низкочастотные импульсы, которые затем обрабатываются преобразователем U7 и превращаются в напряжение с уровнями КМОП или ТТЛ.

Одновременно сигнал ГУНа G3 поступает на вход делителя частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД) U2, где преобразуется в напряжение с частотой, в N раз меньшей. Это напряжение поступает на вход E фазового детектора U4. Срабатывание системы ФАПЧ происходит, если разность фаз сигналов на входах D и E равна 0. В этом случае справедливо соотношение $f = Nf_D$, где f — частота сигнала ГУНа (в точке G), N — коэффициент деления ДПКД U2, а f_D — частота образцового сигнала на входе D фазового детектора. Если установить коэффициент деления N цифровым переключателем, то его показания численно будут соответствовать частоте колебаний ГУНа (в килогерцах).

Появление разности фаз напряжений на входах фазового детектора приводит к изменению напряжения на входе ГУНа G3, и возникшее отклонение устраняется.

Выход логической части прибора через фазовый детектор U3 и ФНЧ R1C1 соединен с аналоговым генератором G2, который вырабатывает сигнал той же частоты, что и на выходе делителя U6. Форма сигнала — треугольная и прямоугольная. Синусоидальное напряжение формируется из треугольного преобразователем U5. Выбранный переключателем SA1 сигнал подводится к выходному усилителю-повторителю A1, где предусмотрена плавная регулировка от 0 до максимального уровня. Напряжение контролируют вольтметром PU1. Последний узел в цепи сигнала аналоговой части — ступенчатый аттенюатор A2, позволяющий ослабить его на —20, —40 и —60 дБ.

Прибор питается от сети переменного тока напряжением 220 В через стабилизированный выпрямитель U8. Нормальную работу систем ФАПЧ индицируют светодиоды HL1 и HL2.

Принципиальная схема генератора образцовой частоты, фазового детектора, ГУНа, ДПКД и узла индикации приведена на рис. 2. Генератор образцовой частоты выполнен на двух инверторах микросхемы DD1, резисторах R1, R2, конденсаторах C1—C3 и кварцевом резонаторе BQ1. Точную настройку резонатора на частоту 100 кГц производят с помощью подстроечного конденсатора C2. Инвертор DD1.3 использован в качестве буфера.

Делитель частоты на 100 (U1; здесь и далее в скобках указано обозначение узла по структурной схеме рис. 1) образован декадными счетчиками микросхемы DD2. Сигнал с выхода делителя поступает на вход фазового детектора, который, как и ГУН, является частью микросхемы DD3. Функции ФНЧ выполняет цепь R3R4C4 с двумя постоянными времени, что необходимо для нормальной работы системы ФАПЧ. Частотозадающие элементы ГУНа — резистор R5 и конденсатор C5.

Делитель с переменным коэффициентом деления (U2) выполнен на основе реверсивных десятичных счетчиков DD4—DD7, включенных в режим счета в обратном направлении, и цифрового переключателя SA5, с помощью которого можно установить любой коэффициент деления от 1 до 9999. В момент, когда все четыре счетчика оказываются в нулевом состоянии, на выходах P возникает уровень логического 0, а на выходе элемента 4И-НЕ DD8.1 и соединенных с ним

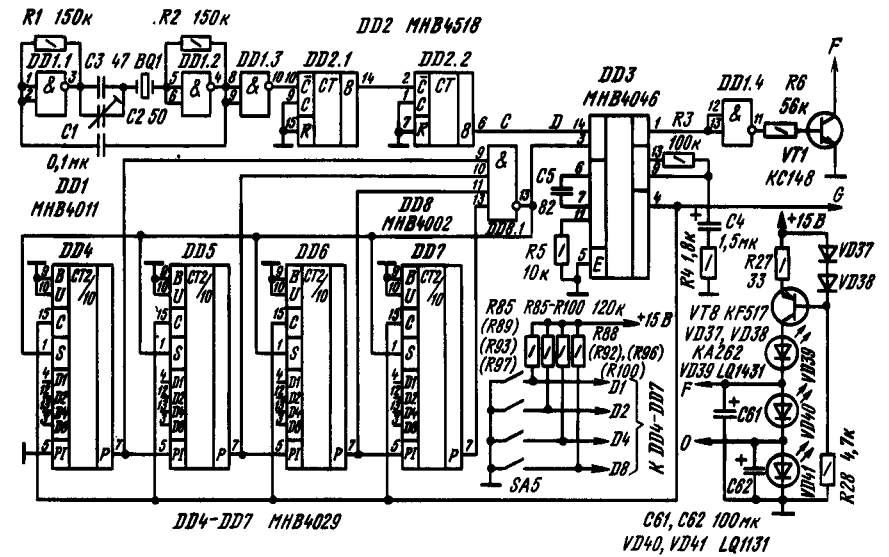
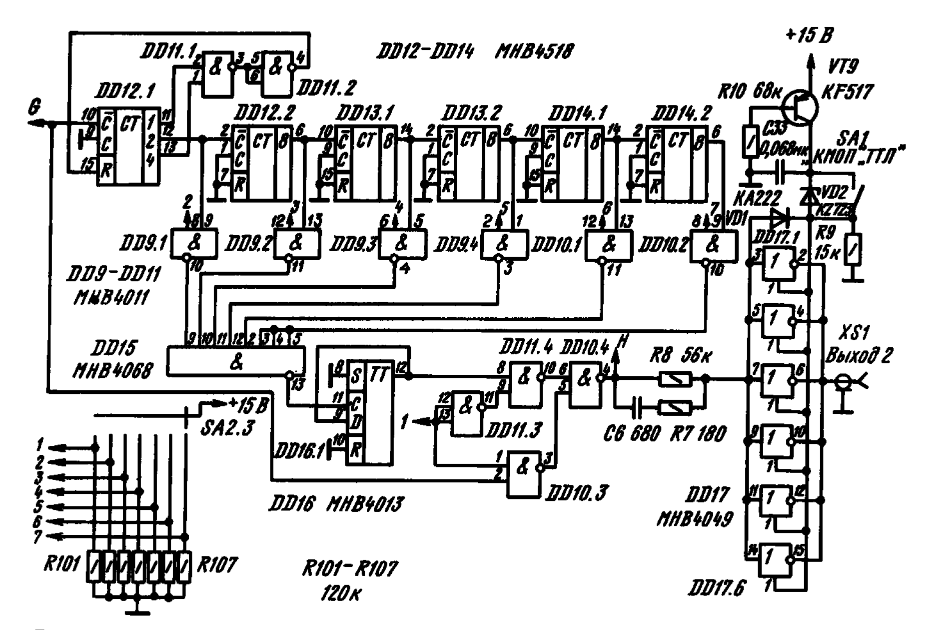


Рис. 2

входах S счетчиков — уровень 1, благодаря чему они переходят в состояние, соответствующее данным, установленным переключателем SA5 на входах D1—D8. С этого момента под действием сигнала ГУНа, поступающего с выхода 4 микросхемы DD3, начинается обратный счет от установленных на входах данных, который продолжается до тех пор, пока счетчики вновь не возвратятся в нулевое состояние, после чего все повторится сначала.

Выходной сигнал делителя — последовательность коротких импульсов, возникающих на выходе элемента DD8.1 в моменты перехода счетчиков в нулевое состояние, т. е. после каждых N импульсов ГУНа. Число N, равное коэффициенту деления, устанавливают с помощью специального переключателя SA5 с выходом в коде BCD.

Нормальную работу систем ФАПЧ индицируют светодиоды VD40, VD41. С целью экономии энергии источника питания они вместе со светодиодом VD39, сигнализирующим о включении прибора в сеть, включены последовательно с источником тока, образованным транзистором VT8, диодами VD37, VD38 и резисторами R27, R28. При работе ФАПЧ на выводе 1 микросхемы DD3 присутствует напряжение с уровнем логической 1, а на выходе инвертора DD1.4— логического 0, поэтому транзистор VT1 закрыт, и все три светодиода VD39—VD41 ярко горят. Если же работа системы ФАПЧ нарушится, уровень 1 на выводе 1 DD3 сменится уровнем 0, транзистор VT1 откроется и малым сопротивлением участка эмиттер-коллектор зашунтирует светодиоды VD40, VD41, в результате чего они погаснут. Аналогично при нарушении работы второй системы ФАПЧ (в аналоговой части прибора) открывается транзистор VT4 (см. рис. 6), и гаснет один светодиод VD41. Конденсаторы C61, C62 предотвращают мигание светодиодов.


Рис. 3

Принципиальная схема выходного декадного делителя частоты, а также преобразователя импеданса и логических уровней показана на рис. 3. Этот делитель собран на микросхемах DD10—DD16. Для исключения появления на выходе сигналов сразу двух частот первый декадный счетчик (DD12.1) считает только до 5. Это достигнуто включением между его выходами 1 и 4 и входом R элементов DD11.1, DD11.2, укорачивающих цикл счета указанным пределом.

Требуемый коэффициент деления устанавливают подачей (с помощью переключателя SA2) уровня логической 1 на вход одного из элементов DD9.1—DD9.4, DD10.1, DD10.2. В положении 1 переключателя SA2 («×1») сигнал на выход поступает непосредственно через элементы DD10.3, DD10.4. Скважность импульсов, равную 2, во всех остальных положениях переключателя обеспечивает триггер DD16.1.

Преобразователь импеданса и уровня КМОП в уровень ТТЛ выполнен на включенных параллельно мощных инверторах микросхем DD17 и транзисторе VT6. При установке выключателя SA1 в положение «ТТЛ» напряжение питания уменьшается на величину напряжения стабилизации стабилитрона VD2, в результате чего уровень логической 1 понижается примерно до 4.5 В. В этом случае диод VD1 ограничивает поступающий на вход преобразователя сигнал до напряжения питания, причем падение напряжения возникает на резисторе R8. Во избежание вызванного его включением уменьшения уровня сигнала на высших частотах (вместе с входной емкостью микросхемы DD17 он образует ФНЧ) резистор зашунтирован цепью R7C6.

Транзистор VT9 постоянно открыт и насыщен. При перегрузке по выходу ток через микросхему DD17 ограничивается значением около 25 мА, что обеспечивает ее защиту.

Генератор, управляемый напряжением, аналоговой части (G2) содержит интегратор и неинвертирующий компаратор с гистерезисом. Принцип его действия заключается в интегрировании напряжения постоянной величины, полярность которого периодически изменяется относительно общего провода. В результате интегрирования формируется линейно нарастающее и по такому же закону спадающее (треугольное) напряжение. Компаратор переключается в моменты, когда напряжение после интегрирования достигает определенного уровня, заданного гистерезисом. Частота колебаний регулируется оптроном, который управляет током, текущим от компаратора к интегратору.

Принципиальная схема ГУНа изображена на рис. 4. Интегратор собран на ОУ DA8, интегрирующие конденсаторы C65—C77, включенные между его выходом и инвертирующим входом, коммутируются переключателем SA2.1. Конденсаторы C72 и C74, включенные между общим проводом и инвертирующим входом ОУ (кроме низкочастотных диапазонов, где один из них подключается к его выходу), повышают устойчивость работы ОУ MAC157, который может самовозбуждаться.

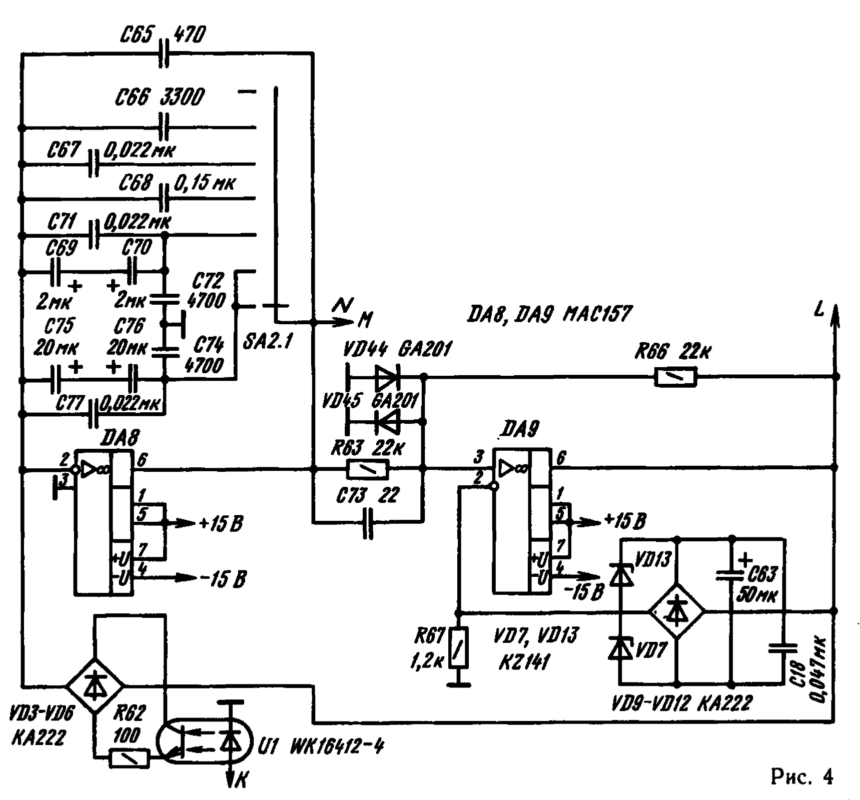


Рис. 4

Конденсаторы C71 и C77 блокируют по высокой частоте оксидные конденсаторы C69, C70 и C75, C76 соответственно.

Компаратор выполнен на ОУ DA9. Гистерезис задан сопротивлениями резисторов R63, R66. Для того чтобы ОУ не входил в режим насыщения (это необходимо для нормальной работы компаратора на самых высоких частотах), устройство охвачено отрицательной обратной связью (ООС), состоящей из резистора R67 и диодного моста VD9—VD12 с включенными в его диагональ цепью VD7VD13 и конденсаторами C18, C63. Работает эта цепь следующим образом. Пока напряжение на выходе ОУ DA9 мало, напряжение на инвертирующем входе близко к 0. Когда же уровень выходного сигнала превысит напряжение, равное сумме напряжений стабилизации стабилитронов VD7, VD13 и падений напряжения на открытых диодах противоположных плеч моста VD9—VD12, через резистор R67 потечет ток, и на инвертирующем входе ОУ появится напряжение, отличное от 0. Благодаря большому усилению ОУ и глубокой ООС, дальнейший рост выходного напряжения прекращается, и задолго до вхождения в режим насыщения наступает ограничение напряжения. При этом предполагается, что напряжение на неинвертирующем входе мало, так как иначе к описанному процессу на выходе ОУ прибавится напряжение с неинвертирующего входа. В реальных условиях к входу компаратора подводится напряжение треугольной формы, которое ограничивается (до прямоугольного напряжения на выходе ОУ) встречно-параллельно включенными диодами VD44, VD45.

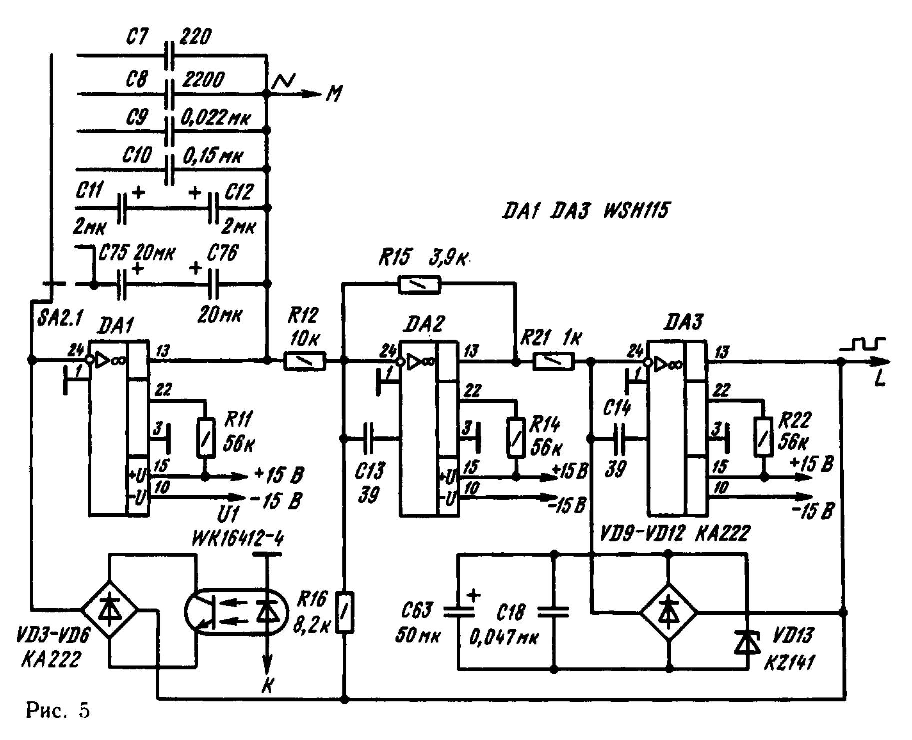


Рис. 5

Конденсаторы С18 и С63 уменьшают динамическое сопротивление стабилитронов VD7, VD13 на низких и высоких частотах, конденсатор С73 компенсирует понижение амплитуды треугольного напряжения на высоких частотах.

На рис. 5 показана приципиальная схема аналогового ГУНа на гибридных ОУ WSH115. Аналоговая часть прибора устойчиво работает на частотах выше 1 МГц, длительность нарастания и спада напряжения прямоугольной формы не превышает 100 нс.

Для преобразования треугольного напряжения в синусоидальное в приборе применен формирователь (рис. 6). Принцип его действия основан на последовательной аппроксимации. При напряжении на выходе ОУ DA10, близком к 0, действует ООС только через резистор R60, который вместе с резистором R58 определяет коэффициент усиления устройства. По мере увеличения напряжения в сторону положительных или отрицательных значений в цепь ОС с помощью соответствующих диодов включаются остальные резисторы. В результате усиление каскада постепенно уменьшается, и треугольное напряжение на выходе формирователя приобретает форму, близкую к синусоидальной. Амплитуда выходного напряжения преобразователя определяется последовательными цепями VD27VD42 и VD28VD43, шунтирующими соответственно резисторы R68, R72, R76, R80, R57 и R69, R73, R77, R81, R59. Цепь R84C64 предотвращает самовозбуждение устройства.

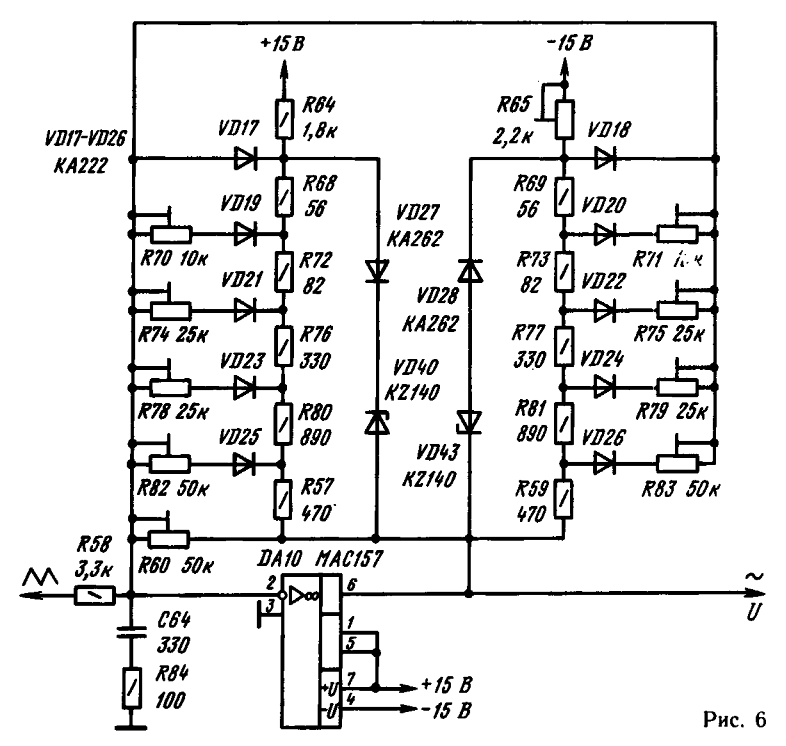


Рис. 6

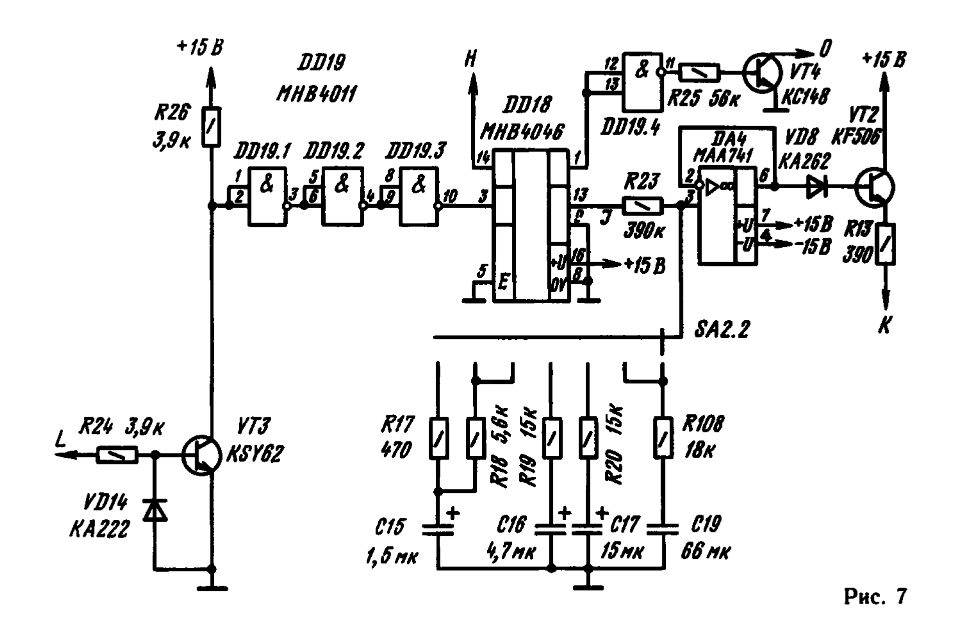


Рис. 7

Фазовый детектор аналоговой части собран на микросхеме MHB4046 (рис. 7). Формирователь импульсов с необходимыми для работы детектора крутизной фронтов и логическими уровнями выполнен на транзисторе VT3 и трех элементах микросхемы DD19. Операционный усилитель на DA4 использован в качестве повторителя напряжения, согласующего пропорциональную RC-цепь (R23, R17—R20, R108, C15—C17, C19) с электронным ключом на транзисторе VT2, управляющим работой оптрона U1 (см. рис. 4, 5). Резистор R13 ограничивает ток через светодиод оптрона, диод VD8 защищает его и эмиттерный переход транзистора VT2 от пробоя при появлении отрицательного напряжения на выходе ОУ DA4 (например, в момент включения прибора).

При появлении на выводе 1 микросхемы DD18 напряжения с уровнем логической 1 высокий уровень на выходе подключенного к нему элемента DD19.4 сменяется низким. В результате открывается транзистор VT4 и светодиод VD41 начинает светиться, сигнализируя о включении системы ФАПЧ.

Выходной усилитель-повторитель (A1) выполнен на комплементарной паре транзисторов VT5, VT10 (рис. 8). Необходимое для работы транзисторов напряжение смещения создается на диодах VD46, VD47. Уровень входного сигнала регулируют переменным резистором R29.

Ступенчатый аттенюатор (A2) выполнен на резисторах R45—R56. Требуемое ослабление сигнала устанавливают переключателем SA4. Независимо от его положения выходное сопротивление прибора равно 600 Ом.

Напряжение сигнала на выходе усилителя-повторителя (или, что то же самое, на входе аттенюатора) контролируют вольметром переменного тока. Он состоит из усилителя сигнала на транзисторах VT6, VT7, выпрямителя на диодах VD15, VD16 и микроамперметра PA1. Подстроечные резисторы R42, R43, R44 служат

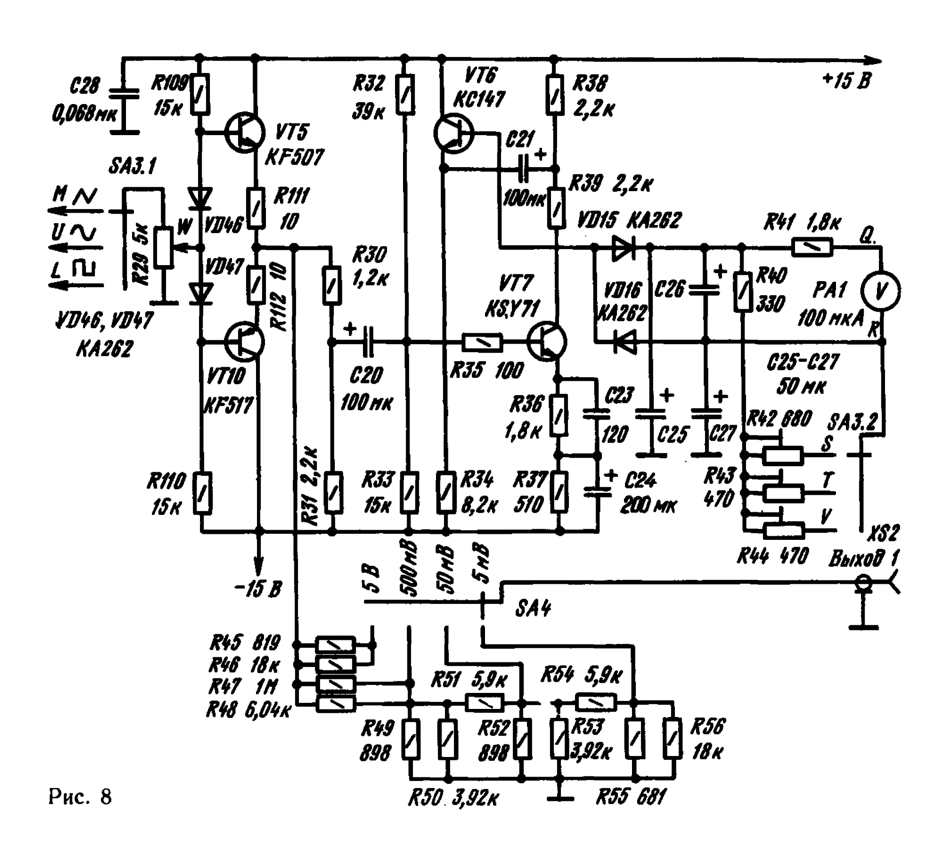


Рис. 8

для калибровки вольтметра при измерении напряжений соответственно треугольной, синусоидальной и прямоугольной формы.

Принципиальная схема двуполярного источника питания приведена на рис. 9. Неизменность выходных напряжений обеспечивается интегральными стабилизаторами MAA7815 (DA6, DA7). Других особенностей устройство не имеет. Ток, потребляемый прибором от источника положительного напряжения, не превышает 180 мА, отрицательного — 110 мА.

Прибор смонтирован в корпусе из листового алюминиевого сплава (рис. 10). Он состоит из передней и задней панелей и двух крышек: верхней и нижней. На небольшом расстоянии от передней панели установлена дополнительная панель из листового дюралюминия с закрепленными на ней переключателями SA1—SA4 и переменным резистором R29. Трансформатор питания T1, держатель предохранителя FU1 и колодка со штепселями для подключения сетевого шнура установлены на задней панели. Надписи на передней панели (рис. 11) выполнены переводным шрифтом и защищены прозрачным бесцветным лаком.

Большинство печатных плат прибора снабжено соединителями WK465-40 и WK462-05, ответные части которых смонтированы на печатной плате соединений. На ней же установлены элементы R27, R28 C61, C62, VD37, VD38, VT8 устройства

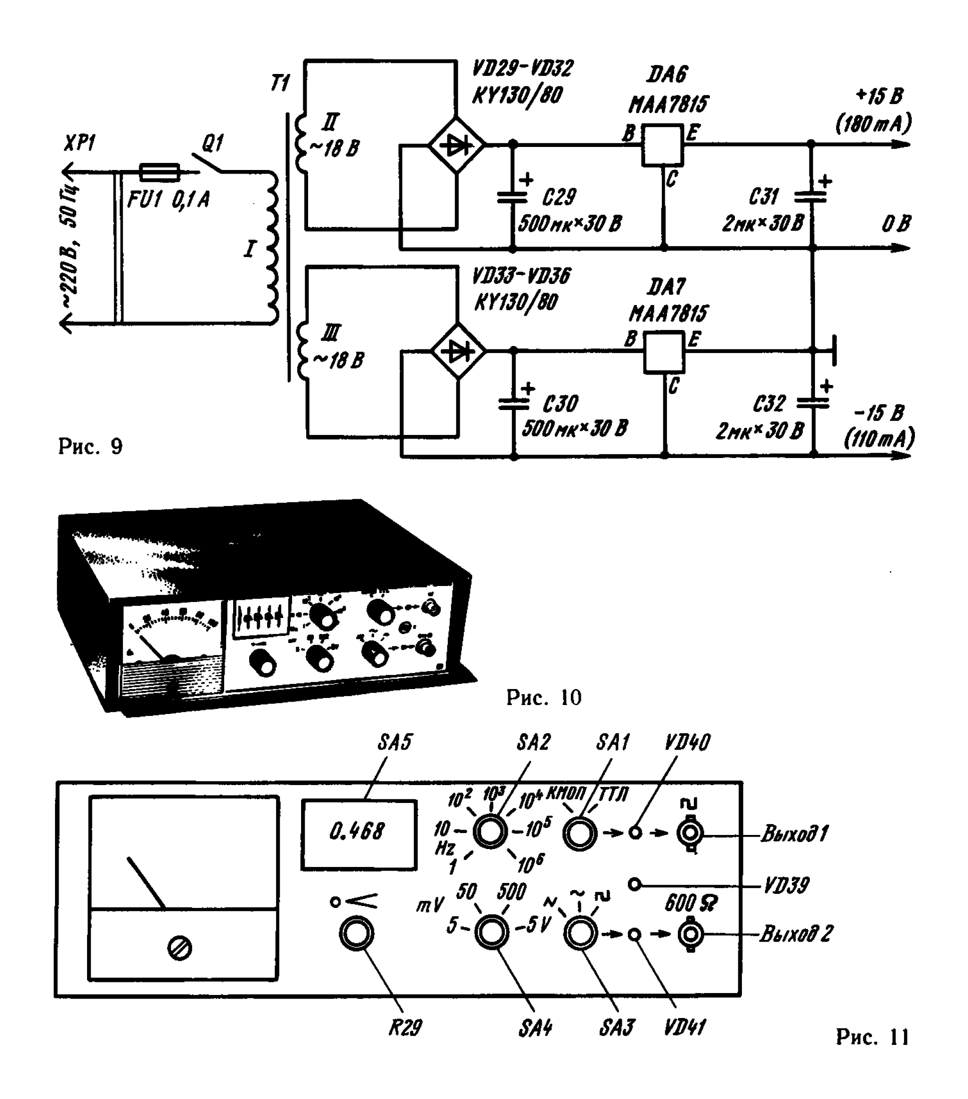


Рис. 9

Рис. 10

Рис. 11

сигнализации (см. рис. 2), резисторы R101—R107 выходного делителя частоты и элементы R10, VT9 преобразователя логических уровней (см. рис. 3), а также резисторы R17—R20, R108 и конденсаторы C15—C17, C19 ФНЧ второго фазового детектора (см. рис. 7). Схема соединений узлов прибора между собой изображена на рис. 12.

Чертеж печатной платы и размещение на ней деталей генератора сигнала образцовой частоты, фазового детектора и ГУНа логической части прибора показаны на рис. 13 (*а* — вид со стороны печатных проводников, *б* — со стороны установки деталей, *в* — расположение элементов на плате), делителя частоты с переменным коэффициентом деления — на рис. 14, выходного декадного делителя

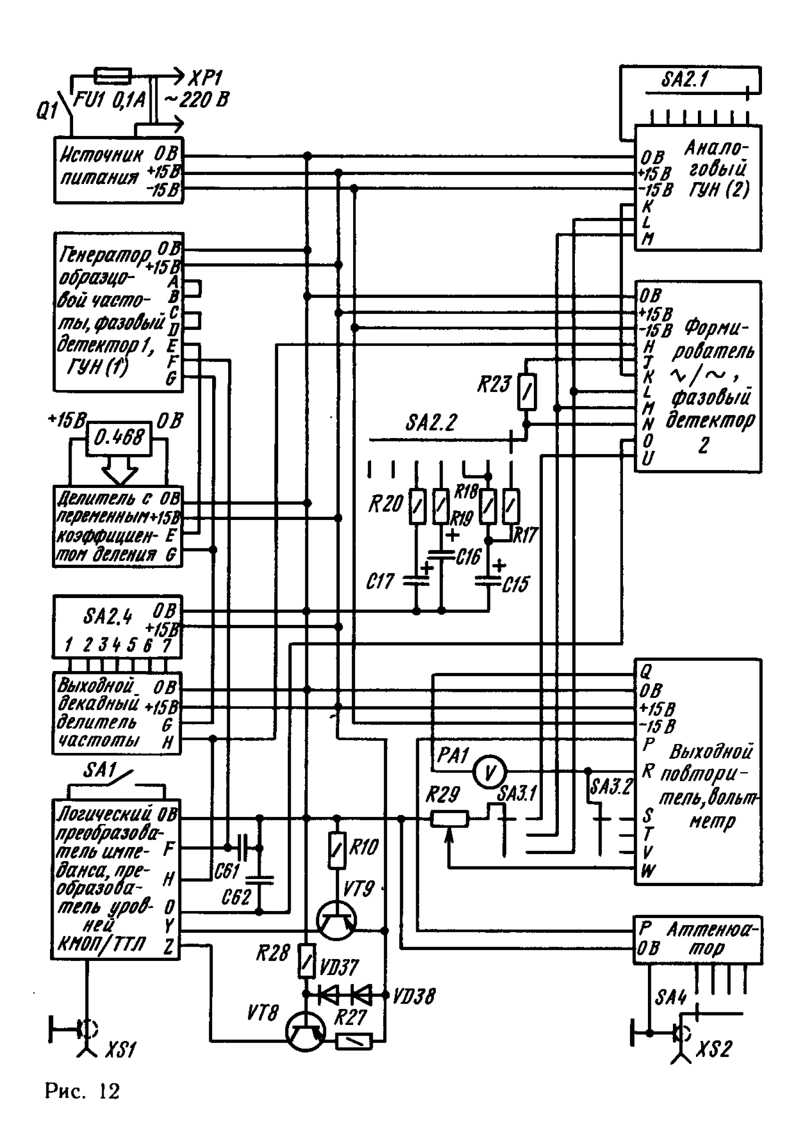


Рис. 12

частоты — на рис. 15, преобразователя логических уровней и узла индикации — на рис. 16, аналогового ГУНа — на рис. 17, преобразователя треугольного напряжения в синусоидальное и второго фазового детектора — на рис. 18, выходного усилителя-повторителя и вольтметра — на рис. 19, аттенюатора — на рис. 20, источника питания — на рис. 21. Платы преобразователя логических уровней, аттенюатора и источника питания изготовлены из одностороннего фольгированного стеклотекстолита, все остальные — из двустороннего. Зачерненными кружками обозначены отверстия, через которые пропущены проволочные перемычки,

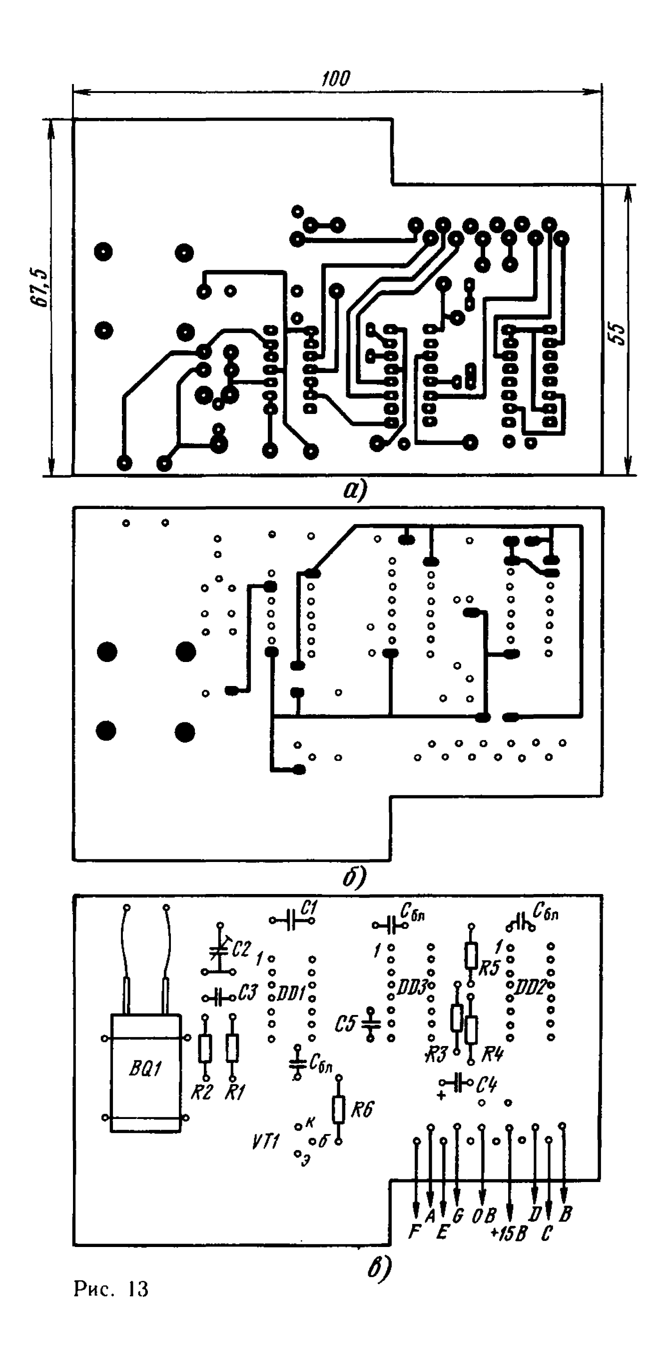

100
67,5
55
а)
б)
C1
C2
C3
Cбл
Cбл
Cбл
1
DD1
1
DD3
1
DD2
C5
R5
R3
R4
C4
BQ1
R2
R1
R6
VT1
к
б
э
F
A
E
G
0B
+15B
D
C
B
в)

Рис. 13

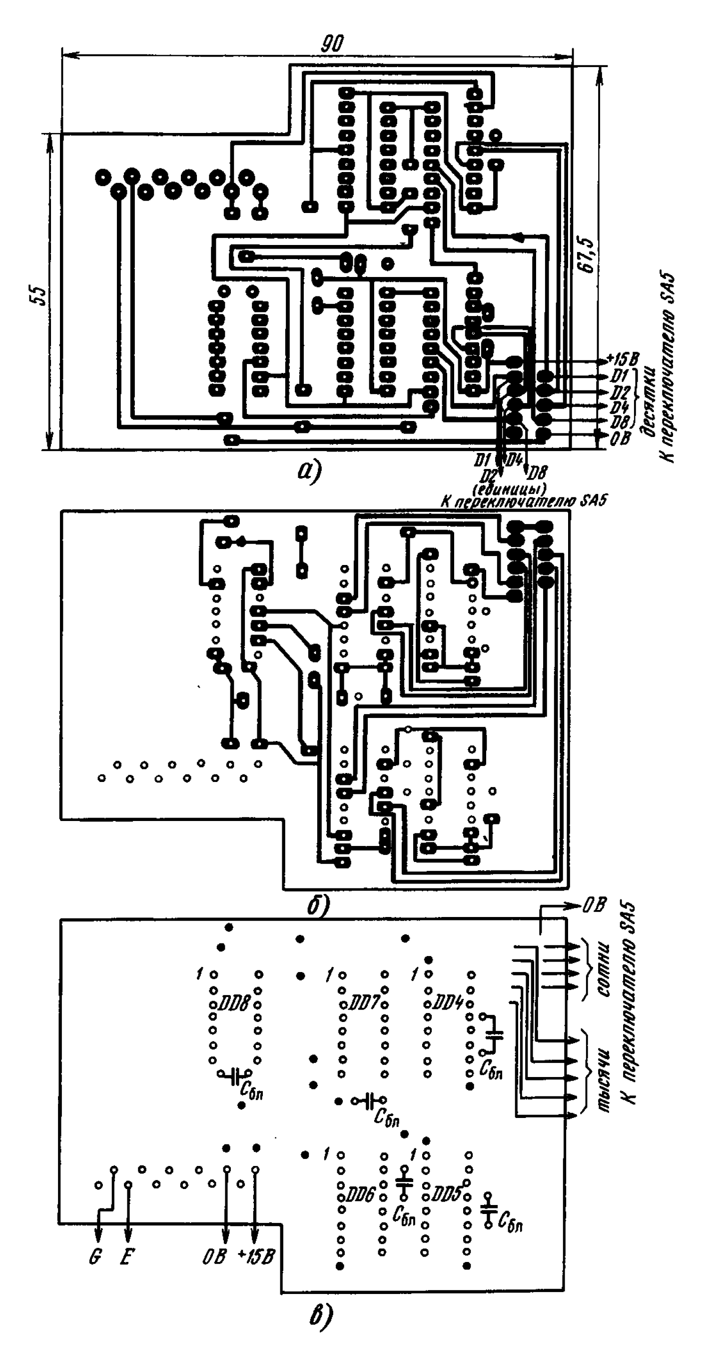

90
55
67,5
+15В
D1
D2
D4
D8
0В
десятки
К переключателю SA5
а)
D1
D2
D4
D8
(единицы)
К переключателю SA5
б)
0В
сотни
тысячи
К переключателю SA5
DD8
DD7
DD4
DD6
DD5
Cбл
G
E
0В
+15В
в)

Рис. 14

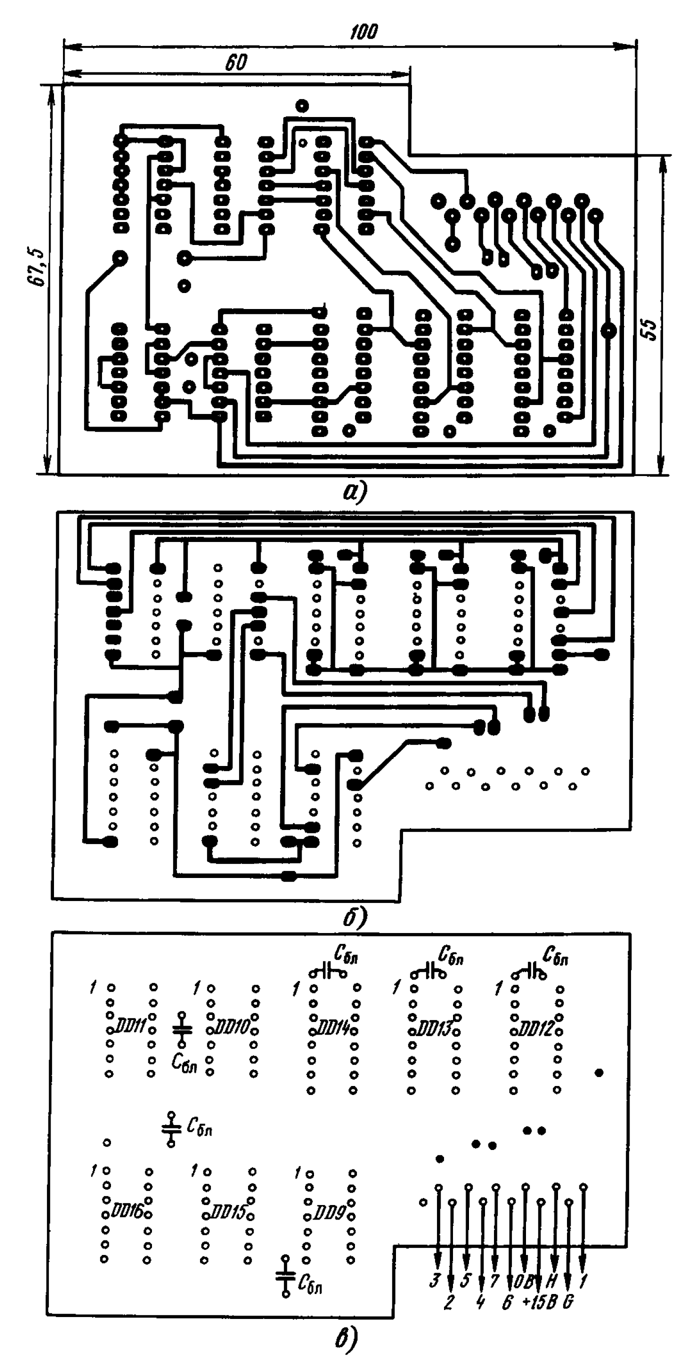

100
60
67,5
55
а)
б)
Сбл
1
DD11
DD10
DD14
DD13
DD12
DD16
DD15
DD9
3
5
7
0В
Н
1
2
4
6
+15В
G
в)

Рис. 15

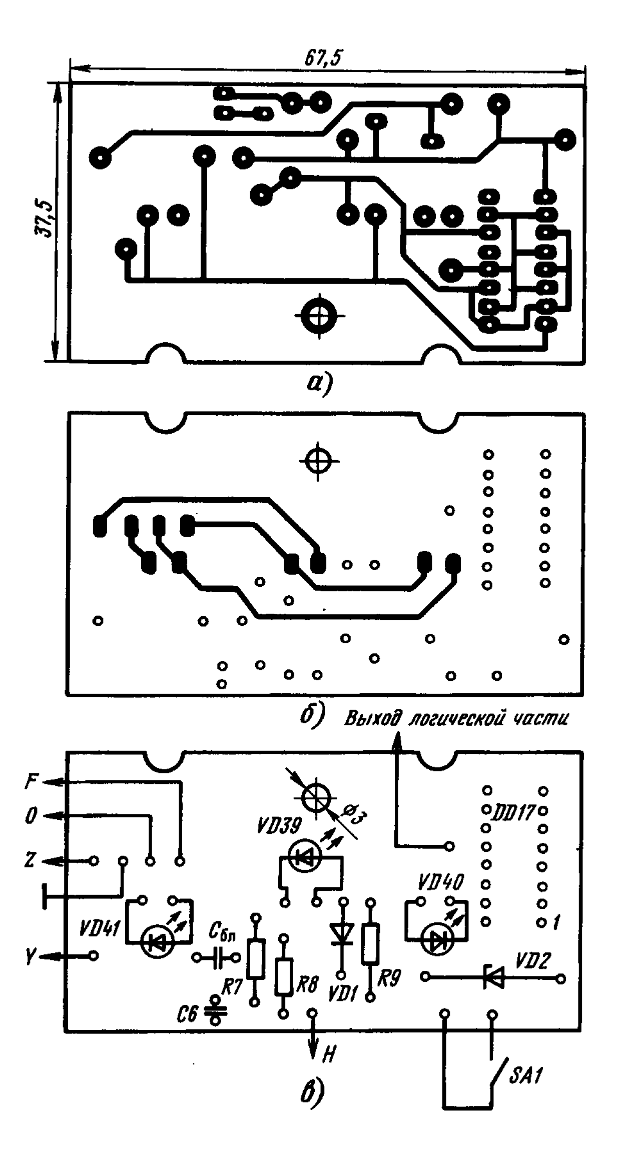

67,5
37,5
а)
б) Выход логической части
F
0
Z
Y
VD41
Сбл
R7
C6
R8
H
VD39
Ø3
VD1
R9
VD40
DD17
1
VD2
SA1
в)

Рис. 16

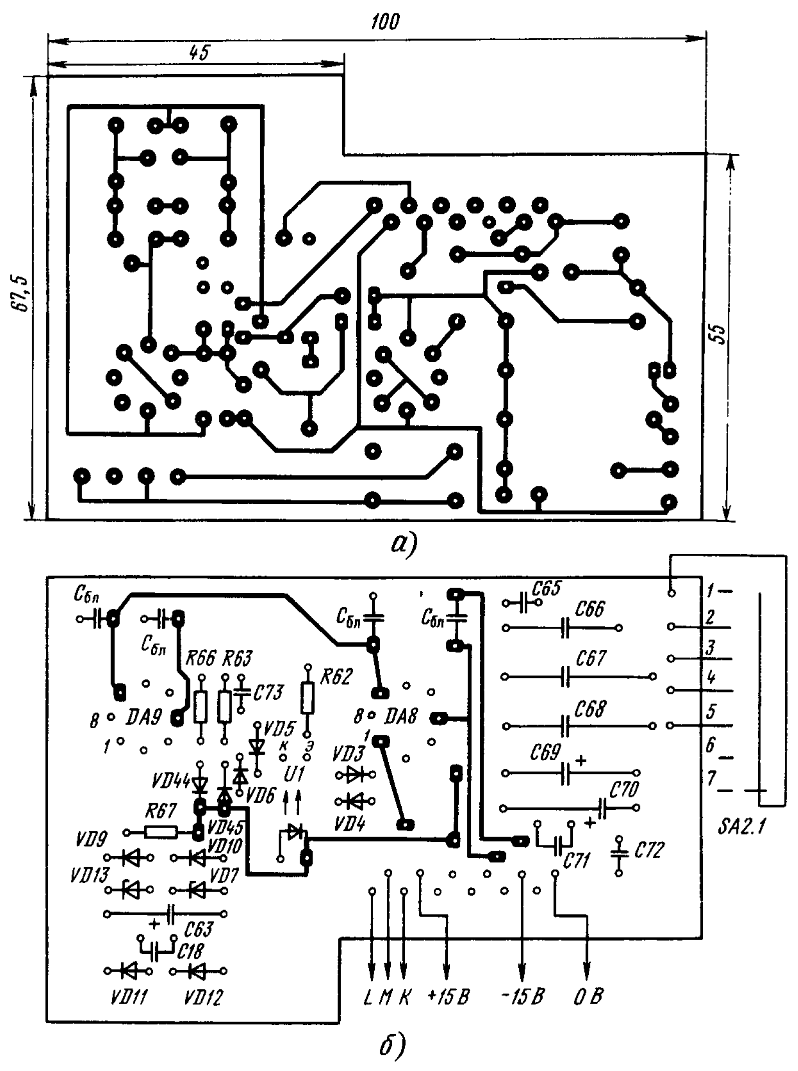

100
45
67,5
55
а)
Сбп
Сбп
Сбп
Сбп
R66 R63
R62
C73
8 DA9
1
8 DA8
1
VD5
к э
VD3
U1
VD44
VD6
VD4
R67
VD45
VD9
VD10
VD13
VD7
C63
C18
VD11
VD12
C65
C66
C67
C68
C69
C70
C71
C72
1
2
3
4
5
6
7
SA2.1
L M K +15 В -15 В 0 В
б)

Рис. 17

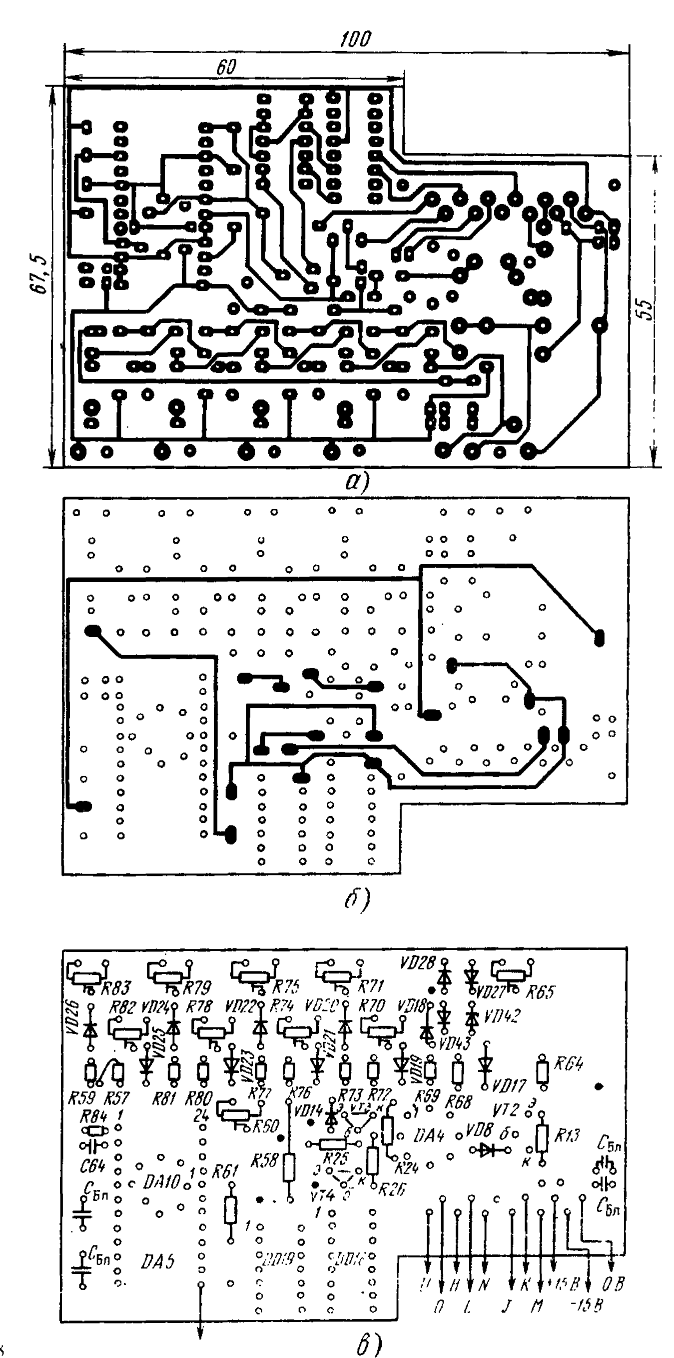


Рис. 18

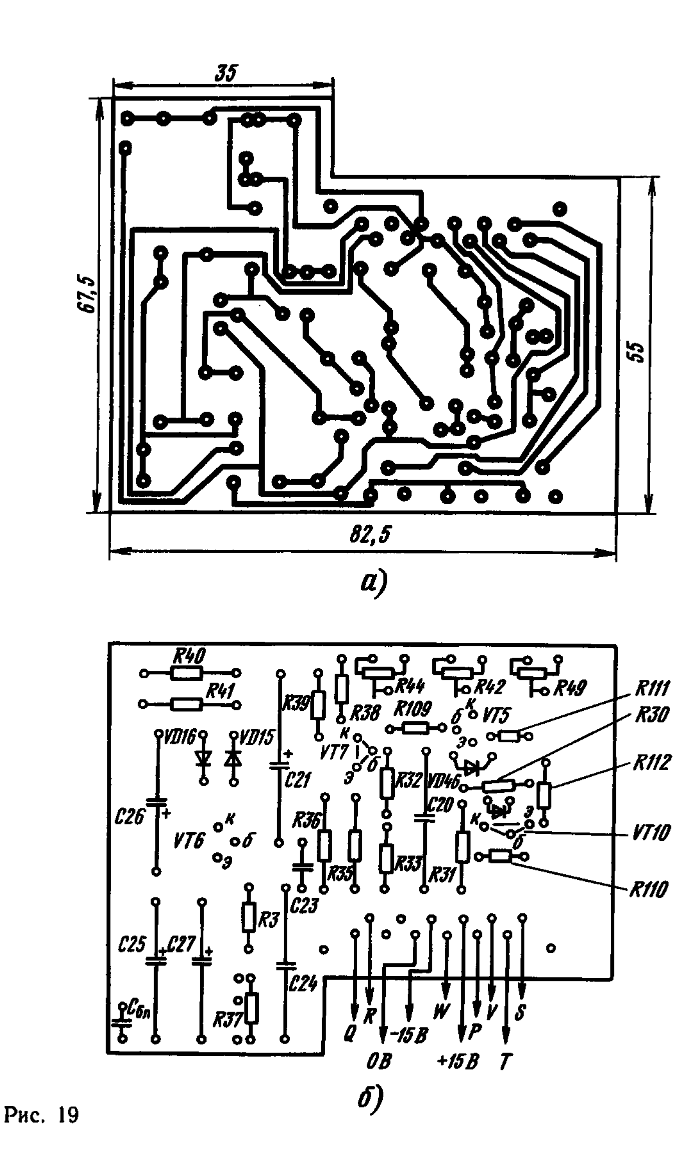


Рис. 19

соединяющие печатные проводники одной стороны платы с проводниками другой. Чертеж платы соединений не приводится, так как ее форма и размеры зависят от конструкции прибора, которая может отличаться от описываемой. Во избежание замыканий отверстия в контактных площадках, подлежащих соединению с переключателем SA5 (рис. 14), сверлить не рекомендуется.

Печатные платы аттенюатора (рис. 20) и преобразователя логических уровней с узлом индикации (рис. 16) закреплены на дополнительной панели корпуса и подключены к плате соединений короткими проводами.

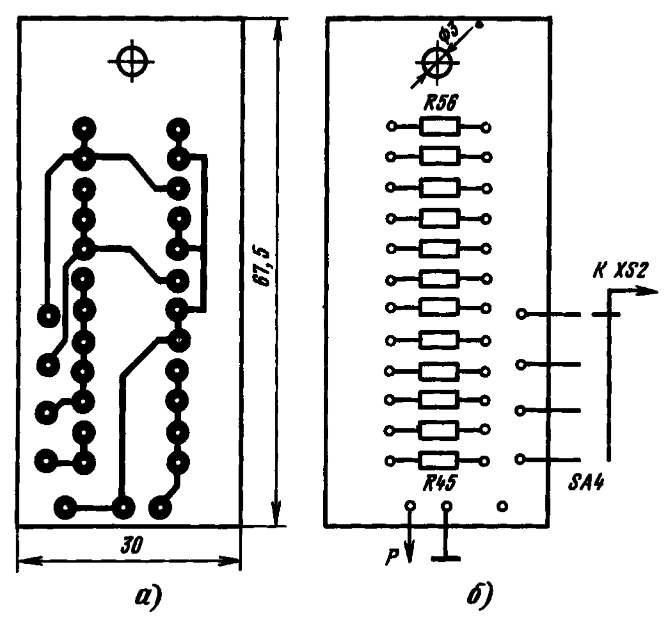


Рис. 20

Переключатели SA2 и SA5 соединены с соответствующими платами с помощью миниатюрных разъемных соединителей. Резисторы R85—R100 размещены непосредственно на печатных платах переключателя SA5.

Изображенные на чертежах печатных плат конденсаторы $C_{бл}$— блокировочные в цепях питания микросхем, их емкость — 0,068 мкФ, на принципиальных схемах они не показаны.

Следует учесть, что в ГУНе аналоговой части прибора в качестве интегрирующих (рис. 4, С65—С68; рис. 5, С7—С10) нежелательно использовать керамические конденсаторы, обладающие значительной зависимостью емкости от приложенного к обкладкам напряжения. Применение таких конденсаторов приведет к ухудшению линейности пилообразного напряжения, а следовательно, и к увеличению коэффициента гармоник синусоидального сигнала.

Резисторы для ступенчатого аттенюатора (R48—R55) подбирают из резисторов с ближайшими номиналами либо получают параллельным или последовательным соединением резисторов с другими номиналами.

В вольтметре используется микроамперметр МР80 с током полного отклонения стрелки 100 мкА.

Для надежной работы прибора микросхемы DA6, DA7 и транзистор VT8 желательно снабдить трубчатыми теплоотводами, согнутыми из тонкого (толщиной 0,5...0,8 мм) латунного или медного листа и плотно надетыми на их корпуса.

Налаживание прибора начинают с логической части. В большинстве случаев оно сводится к настройке кварцевого генератора точно на частоту 100 кГц подстроечным конденсатором С2, а при необходимости и подбором конденсатора С3.

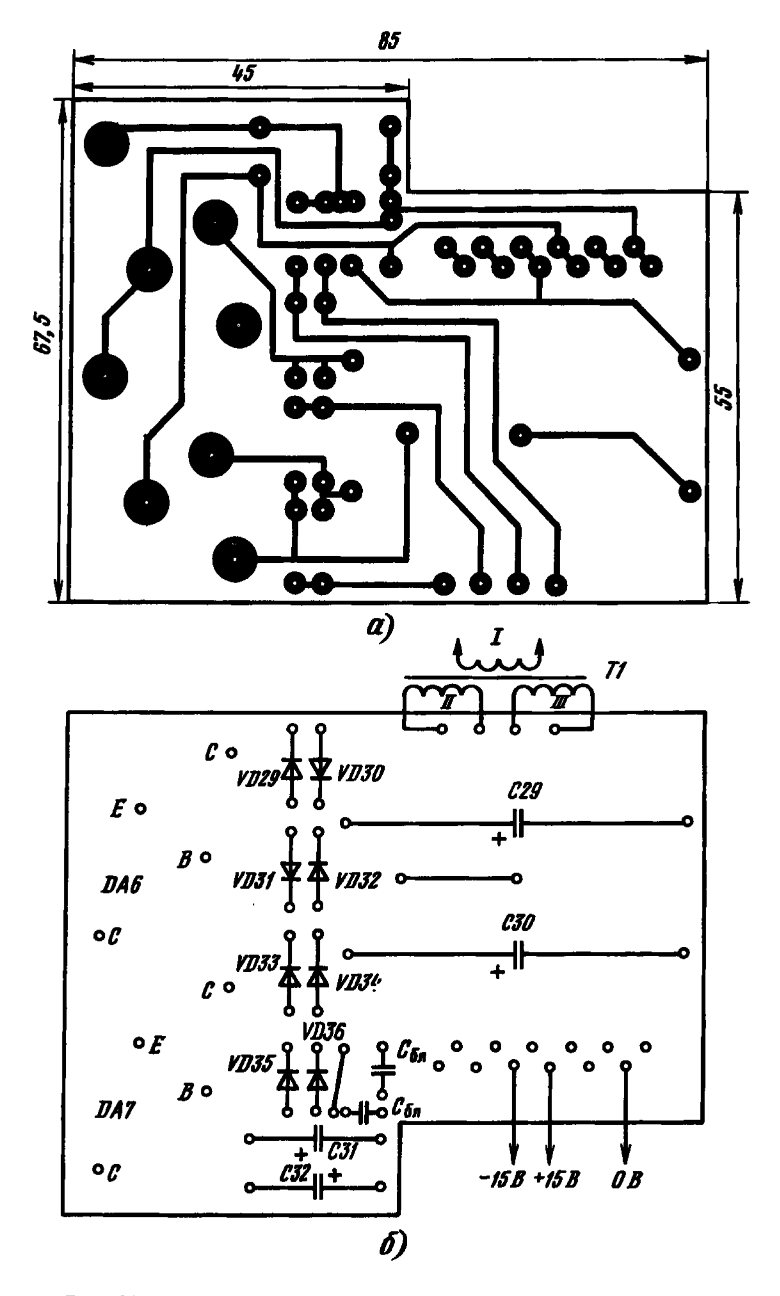

85
45
67,5
55
а)
I
T1
II
III
C
VD29
VD30
E
C29
B
DA6
VD31
VD32
C
C30
VD33
C
VD36
E
VD35
Сбл
B
DA7
Сбл
C31
C
C32
-15В
+15В
0В
б)

Рис. 21

Если же логическая часть не работает, поступают следующим образом. Вначале проверяют работу генератора. Возможно, что он генерирует на высшей гармонической частоте. «Заставить» его работать на нужной частоте можно подбором резисторов R1, R2.

Затем контролируют сигнал на выходе счетчика DD2.2: фронты импульсов, поступающих на вход фазового детектора (вывод 14 DD3), должны быть крутыми, иначе последний не будет работать. Далее отключают вывод 3 DD3 от выхода элемента DD8.1 и, соединив его с общим проводом, измеряют напряжение на выводе 13 (оно должно быть близко к напряжению источника питания). При этом на выводе 4 DD3 (точка G) должны появиться колебания частотой более 1 МГц, а на выходе (на выводе 13 DD8.1) — игольчатые импульсы. После восстановления цепи ФАПЧ должен загореться светодиод VD40, а на выходе элемента DD1.4 (вывод 11) — появится напряжение низкого логического уровня с едва заметными (на экране осциллографа) игольчатыми импульсами.

На выходных импульсах логической части могут наблюдаться небольшие выбросы, увеличивающиеся при использовании неэкранированного кабеля. Избавиться от них нетрудно — достаточно в цепь сигнала включить катушку, содержащую примерно 70 витков провода ПЭВ-2 0,2, намотанного на корпус резистора TR520 сопротивлением 68 Ом и припаянного концами к его выводам.

Налаживание аналоговой части прибора более трудоемко. Вначале, отключив неинвертирующий вход ОУ DA4 (см. рис. 7) от переключателя SA2.3 и резистора R23, подают на него напряжение положительной полярности и, изменяя его, проверяют, вырабатывает ли ГУН на ОУ DA8, DA9 колебания в заданном диапазоне частот при включении в цепь ООС соответствующего интегрирующего конденсатора. Одновременно проверяют, не самовозбуждается ли при этом ОУ DA8.

Восстановление нарушенного соединения должно привести к срабатыванию ФАПЧ, появлению на выходе элемента DD19.4 (вывод 11) напряжения низкого уровня и загоранию светодиода VD41 (см. рис. 2). Если же срабатывания не произойдет, необходимо проверить наличие импульсов на выводе 3 микросхемы DD18, оценить крутизну их фронтов.

Затем, убедившись в том, что амплитуда сигналов в точках M и L (рис. 4) не выходит за пределы 5,5...6 В, переходят к настройке формирователя синусоидального напряжения (см. рис. 6). Установив движки всех подстроечных резисторов в положение, соответствующее максимальному сопротивлению, подключают к точке U один из входов двухлучевого осциллографа. Добившись изображения одного-двух периодов треугольного напряжения со срезанными вершинами, подбирают такое сопротивление резистора R65, при котором обе вершины ограничиваются при одинаковых (по абсолютной величине) напряжениях (этим компенсируется разность напряжений стабилизации стабилитронов VD42, VD43). После этого на второй вход осциллографа подают синусоидальный сигнал той же частоты от образцового генератора и, совместив изображения обоих сигналов, вначале подстроечным резистором R60, а затем и остальными (R70, R71, R74, R75 и т. д.) добиваются того, чтобы осциллограммы полностью совпали.

В заключение калибруют вольтметр переменного тока. Для этого переключатель SA4 (см. рис. 8) переводят в положение «5 В» и, подключив к выходному гнезду осциллограф, устанавливают движок переменного резистора R29 в положение, при котором амплитуда пилообразного напряжения (переключатель SA3—

в верхнем по схеме положении) на выходе равна 5 В. Калибровка заключается в установке (подстроечным резистором R42) стрелки микроамперметра PA1 на крайнюю отметку шкалы. Аналогично (подстроечными резисторами R43 и R44) калибруют вольтметр в остальных положениях переключателя SA3 (при синусоидальном и прямоугольном сигналах).

Порядок работы с прибором. Включение его в сеть индицирует светодиод желтого свечения VD39. Требуемую частоту в первом поддиапазоне (0,050... ...1,000 Гц) устанавливают переключателем SA5, множитель ($\times 1 ... \times 10^6$) — переключателем SA2, требуемый уровень выходного сигнала (КМОП или ТТЛ) выбирают выключателем SA1, форму аналогового сигнала — переключателем SA3. Свечение красного светодиода VD40 свидетельствует о нормальной работе ФАПЧ логической части, а это значит, что частота следования импульсов на ее выходе (XS2) в точности равна установленной переключателями SA5 и SA2.

Амплитуду колебаний на выходе аналоговой части (XS1) грубо регулируют переключателем SA4, плавно — переменным резистором R29. Свечение красного светодиода VD41 свидетельствует о нормальной работе второй петли ФАПЧ: он светится, пока частота колебаний на выходном гнезде XS1 равна установленной переключателями SA5 и SA2.

Колебания прямоугольной формы используют для исследования частотных параметров цепей (сигнал проходит через эту цепь без искажений только в том случае, если она частотно независима, любая частотная зависимость вызовет деформацию фронта, спада или плоской вершины импульса либо проявится в выбросах по фронту и спаду). Треугольным напряжением удобно проверять нелинейность устройств (искажения на осциллограмме напряжения этой формы хорошо видны, в то время, как на синусоидальном сигнале они трудно различимы).

УДК 621.373

ШИРОКОДИАПАЗОННЫЙ ГЕНЕРАТОР СИГНАЛОВ

И. Долежилек, М. Мунзар (ЧСФР)

В статье описывается широкодиапазонный генератор сигналов с амплитудной и частотной модуляцией. По своим характеристикам он не уступает промышленным генераторам этого класса. К числу достоинств прибора можно отнести хорошую стабильность частоты, постоянство выходного напряжения во всем диапазоне частот, ничтожно малое излучение, возможность амплитудной и частотной модуляции сигнала как от внутреннего, так и от внешних источников.

К испытываемому устройству генератор подключают с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом.

Технические характеристики

Диапазон частот, МГц	0,1...110 (поддиапазоны: 0,1... ...0,23; 0,22... ...0,48; 0,45... ...1,1; 1...2,1; 2...5; 4,9... ...11,5; 10...21; 20...51; 50... ...110)
Погрешность установки частоты через 0,5 ч после включения, %	±2
Кратковременная нестабильность частоты за 1 мин (через 2 ч после включения и через 15 мин после перестройки)	$2\cdot10^{-5}$
Ослабление гармонических составляющих, дБ, не менее	30
Пределы ступенчатого (шаг 2 дБ) регулирования выходного напряжения на нагрузке сопротивлением 50 Ом, дБм (мкВ)	$0(2{,}24\cdot10^5)$... —144(0,018)
Выходное сопротивление, Ом	50
Параметры амплитудной модуляции:	
глубина, %	0...90
частота модуляции, Гц, от источника:	
внутреннего	400; 1 000
внешнего	0...4 000; 10...4 000
номинальное напряжение с входа внешней модуляции, соответствующее 100 %-ной модуляции, В . . .	0,775
Параметры частотной модуляции:	
девиация частоты, %, от средней частоты на 1 В размаха напряжения модуляции	0,25...1,2
частота модуляции, Гц, от источника:	
внутреннего	400, 1 000
внешнего	0...4 000; 10...4 000
выходное сопротивление источника модулирующего сигнала, кОм	10
максимальное напряжение модулирующего сигнала, В	2
Потребляемая мощность, В·А	6,5
Габариты, мм	186×100× ×236
Масса, кг	3,3

Паразитное излучение сигнала не превышает величины, соответствующей его выходному напряжению 0,1 мкВ на частоте 100 МГц.

Структурная схема прибора изображена на рис. 1. Источник измерительного сигнала — LC-генератор G3, работающий в режиме А. Параллельно конденсатору настройки $C_к$ подключен варикап VD1, с помощью которого осуществляется частотная модуляция сигнала. Пройдя буферный каскад А5, сигнал поступает на выходной усилитель, где он модулируется по амплитуде и усиливается по мощности (А8). Цепь А4А6 поддерживает постоянную амплитуду сигнала на выходе усилителя независимо от его частоты, цепь А7А9 стабилизирует глубину АМ. Усиленный

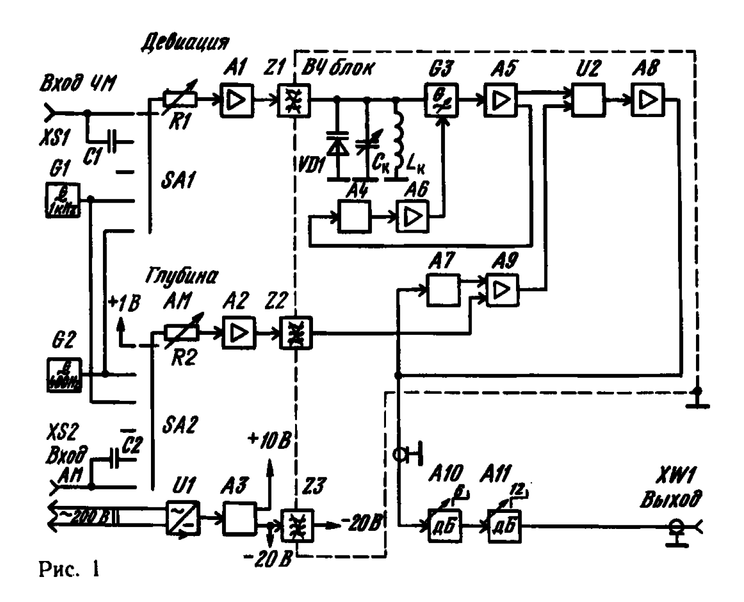


Рис. 1

сигнал через аттенюаторы грубой (A10) и точной (A11) регулировки ослабления сигналов поступает на выходное гнездо генератора XW1.

Все названные узлы и цепи (за исключением аттенюаторов) размещены в экранированном ВЧ блоке и соединены с остальными устройствами прибора через помехоподавляющие фильтры Z1—Z3.

Модулирующие цепи позволяют модулировать сигнал независимо по частоте и амплитуде. Переключателями SA1 и SA2 можно выбрать внешнюю или внутреннюю модуляцию сигналом частотой 400 (от генератора G1) или 1000 Гц (от генератора G2). Девиацию ЧМ и глубину АМ можно плавно изменять соответственно переменными резисторами R1 и R2. Модулирующие сигналы поступают в ВЧ блок через буферные усилители A1 и A2.

Источник питания прибора состоит из выпрямителя U1 и стабилизатора A3, обеспечивающего разнополярные напряжения +10 и —20 В.

Принципиальная схема ВЧ блока, включающего в себя собственно генератор сигналов, выходной усилитель и помехоподавляющие фильтры, показана на рис. 2. Частоту генератора определяют меняемые с помощью карусельного переключателя SA3 катушки $L_к$ с припаянными параллельно им конденсаторами $C_к$ и конденсатор переменной емкости C10. Параллельно последнему присоединен варикап VD1, который при ЧМ служит для качания частоты. Сборная шина карусельного переключателя во всех его положениях замыкает накоротко катушку соседнего (со стороны НЧ) диапазона, что препятствует утечке энергии из включенной катушки.

Колебания в контуре $L_кC_к$C10VD1 возбуждаются благодаря внесению в него отрицательного дифференциального сопротивления со стороны усилителя с положительной обратной связью (ОС) на транзисторах VT1, VT2. Значение этого сопротивления зависит от эмиттерных токов транзисторов, управляемых регули-

руемым источником тока на транзисторе VT3. Системой стабилизации напряжения генератора ток источника на всех частотах устанавливается таким, чтобы в контуре возникали синусоидальные колебания с определенной амплитудой.

Напряжение с контура генератора поступает на вход двухкаскадного повторителя на транзисторах VT5, VT6. С эмиттера последнего через конденсатор C7 сигнал подается на детектор системы стабилизации (VD2), а через резистор R21— на вход выходного усилителя. Выпрямленное напряжение сигнала, отфильтрованное цепью R12C6, складывается с постоянным напряжением, снимаемым с движка подстроечного резистора R11, и изменяет коллекторный ток транзистора VT4, управляющий источником тока на транзисторе VT3. Требуемый уровень сигнала устанавливают резистором R11.

Следует иметь в виду, что с повышением частоты амплитуда сигнала на эмиттере транзистора VT6 уменьшается. В области частот около 100 МГц она уменьшается настолько, что система стабилизации напряжения генератора не успевает реагировать полным открыванием транзистора VT3. Этот недостаток можно устранить, применив в первом каскаде повторителя (VT5) более высокочастотный транзистор, например BF245A.

Выходной усилитель состоит из буферного каскада на транзисторах VT7, VT8, каскада с управляемым усилением (VT9—VT11), усилителя напряжения (VT12), оконечного каскада (VT13—VT15) и системы стабилизации выходного напряжения, включающей в себя, кроме уже упомянутого каскада с управляемым усилением, детектор (VD3) и дифференциальный усилитель (ОУ DA1).

Обладая малым входным сопротивлением, буферный каскад хорошо согласуется с волновым сопротивлением коаксиального кабеля, соединяющим его с генератором, и устраняет влияние на частоту последнего со стороны каскада с управляемым усилением (VT9—VT11). С помощью делителя R36R37 напряжение сигнала понижается до уровня, который каскад на транзисторах VT9—VT11 обрабатывает с минимальными искажениями. (Установить такой малый уровень сигнала с помощью подстроечного резистора R11 нельзя, так как это приведет к нарушению нормальной работы детектора VD2 системы стабилизации напряжения генератора).

Каскад с управляемым усилением собран по схеме дифференциального усилителя на транзисторах VT10, VT11 с источником тока на транзисторе VT9. Выделяющееся на резисторе R41 напряжение сигнала усиливается транзистором VT12 и через фильтр верхних частот (ФВЧ) C31R49C32 поступает на вход оконечного каскада (VT13—VT15). ФВЧ препятствует проникновению напряжения модулирующей частоты из каскада с регулируемым усилением на вход детектора системы стибилизации выходного напряжения, тем самым предотвращая его пульсацию. Конденсатор C33, шунтирующий резистор R47 в эмиттерной цепи транзистора VT12, повышает усиление каскада в области ВЧ, компенсируя снижение усиления остальных каскадов.

С выхода оконечного каскада через цепь C36R58 сигнал поступает на делитель выходного напряжения, а через цепь C35R55— на детектор (VD3) системы его стабилизации. Для того чтобы и при малых амплитудах подводимого сигнала диод VD3 работал в линейном режиме, через него проходит небольшой ток покоя, сила которого определяется суммарным сопротивлением резисторов R57, R59 и R60. Постоянная составляющая продетектированного напряжения сравнивается в

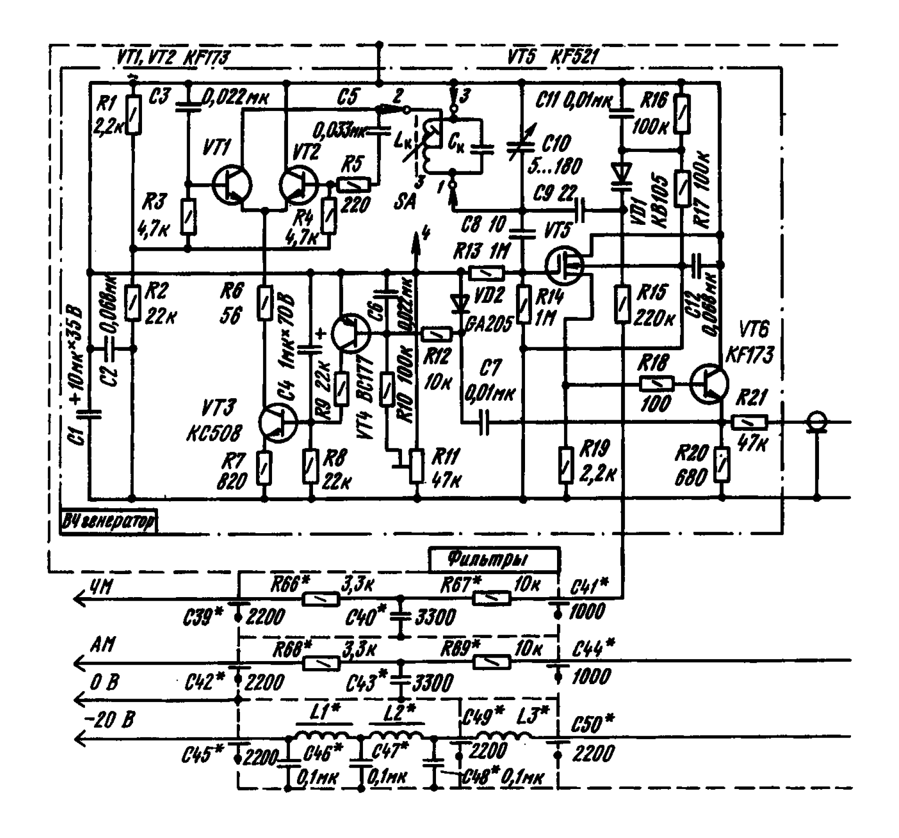


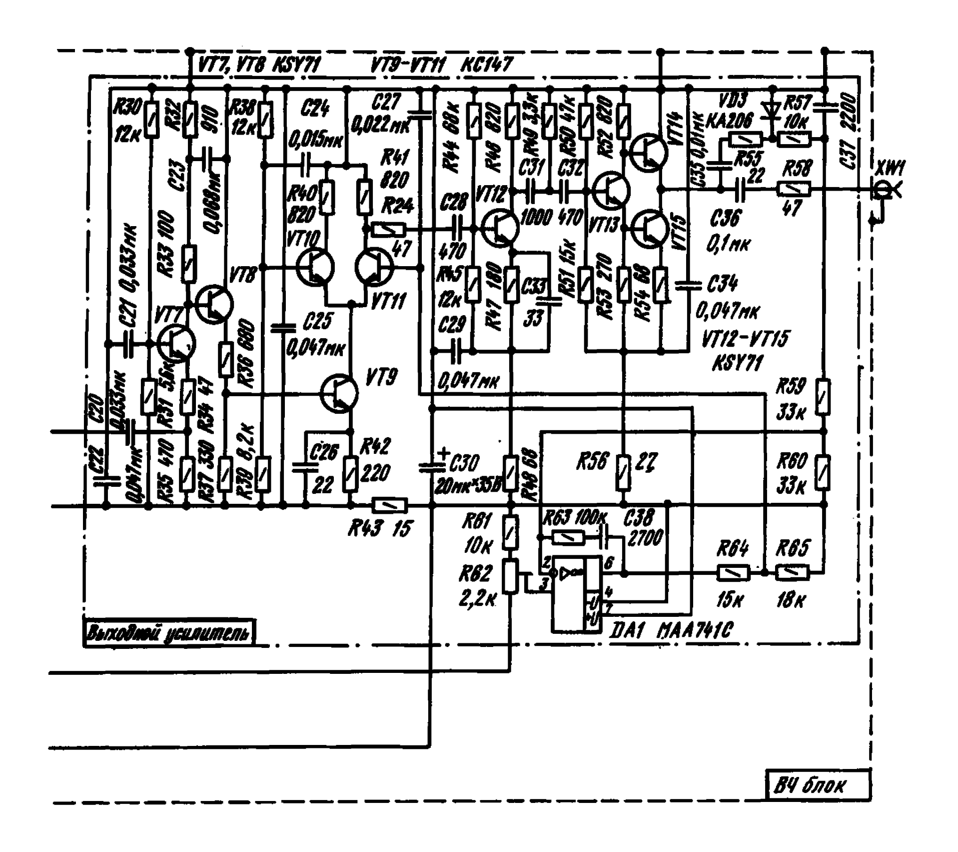
Рис. 2

дифференциальном усилителе (DA1) с образцовым напряжением, подводимым от модуляционного усилителя АМ. Усиленное разностное напряжение воздействует на каскад с управляемым усилением. Последний поддерживает на выходе оконечного каскада такое напряжение сигнала, чтобы уровни постоянной составляющей на конденсаторе С37 и образцового напряжения не отличались один от другого. Поэтому оконечный каскад имеет нулевое выходное сопротивление, а колебания амплитуды выходного напряжения в рабочем диапазоне частот, определяемые АЧХ детектора, весьма малы. Цепи R63C38 и R64C27R65 оптимизируют АЧХ системы стабилизации в целом.

Требуемое выходное напряжение, подводимое к грубому аттенюатору, устанавливают подстроечным резистором R62.

Система стабилизации выходного напряжения используется и при АМ. Модулирующий сигнал накладывается на постоянное образцовое напряжение, и амплитуда ВЧ сигнала начинает следовать за изменением модулирующего. Искажения огибающей определяются амплитудной нелинейностью детектора (VD3) и до глубины модуляции 90 % ими можно пренебречь, так как они слишком малы.

Фильтры в цепях модулирующих сигналов представляют собой ФВЧ, фильтр



в цепи питания — ФНЧ. Допустимое отклонение сопротивления и емкости входящих в ФВЧ элементов от указанных на схеме номиналов не должно превышать ±10 %, так как они одновременно определяют и АЧХ модуляторов.

Принципиальные схемы генераторов модулирующих сигналов изображены на рис. 3. Они оба собраны на основе ОУ, но один из них (на ОУ DA3) вырабатывает сигнал частотой 400 Гц, а другой (на ОУ DA4) — 1000 Гц. Частота колебаний определяется параметрами элементов Т-образного звена (R81—R83C55C56 и R86—R88C59) в цепи охватывающей ОУ отрицательной обратной связью (ООС), конденсаторы С54, С58 предотвращают паразитное самовозбуждение на высших частотах. Близкая к синусоидальной форма напряжения обеспечивается цепями стабилизации уровня колебаний VD5—VD8C57R84 и VD9—VD12C60R89, включенными в петли положительных ОС. Подстроечные резисторы R85 и R90 служат для установки необходимого (2 В) размаха напряжений на входах модуляционных усилителей.

Внешние модулирующие сигналы подводят к гнездам XS1, XS2 и XS3, XS4, источник сигнала (внешний или внутренний) и частоту колебаний внутреннего источника выбирают переключателями SA1 (ЧМ) и SA2 (АМ).

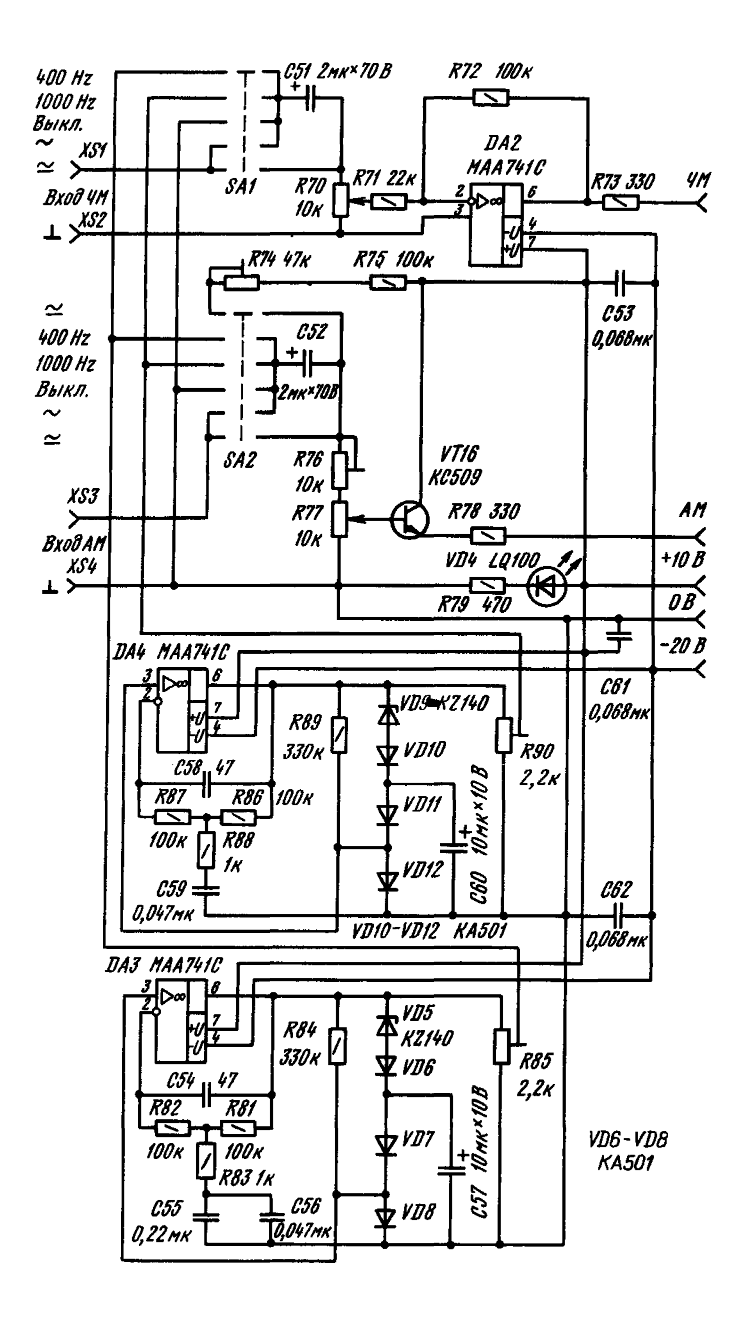

400 Hz
1000 Hz
Выкл.
XS1
Вход ЧМ
XS2
C51 2мк×70 В
R72 100к
DA2
MAA741C
SA1
R70
10к
R71 22к
R73 330
ЧМ
R74 47к
R75 100к
C53
0,068мк
400 Hz
1000 Hz
Выкл.
C52
2мк×70В
SA2
R76
10к
R77
10к
VT16
KC509
XS3
Вход АМ
XS4
R78 330
АМ
VD4 LQ100
+10 В
R79 470
0 В
-20 В
DA4 MAA741C
C61
0,068мк
VD9 KZ140
R89
330к
VD10
R90
2,2к
C58 47
R87
R86 100к
100к
R88
1к
VD11
VD12
C60 10мк×10 В
C59
0,047мк
VD10-VD12 KA501
C62
0,068мк
DA3 MAA741C
R84
330к
VD5
KZ140
VD6
R85
2,2к
C54 47
R82
R81
100к
100к
R83 1к
VD7
C57 10мк×10 В
VD6-VD8
KA501
C55
0,22мк
C56
0,047мк
VD8

Рис. 3

При АМ сигнал на вход выходного усилителя поступает через эмиттерный повторитель на транзисторе VT16. Подстроечный резистор R74 служит для установки исходной амплитуды сигнала, R76— для установки чувствительности усилителя, переменный резистор R77— для установки глубины АМ.

Усилитель сигнала, используемого для ЧМ, выполнен на ОУ DA2. Требуемое для управления варикапом усиление сигнала задано отношением сопротивлений резисторов R72/R71. Девиацию частоты регулируют переменным резистором R70 с логарифмической зависимостью сопротивления от угла поворота движка, что позволяет точно устанавливать девиацию как в области малых, так и в области больших ее значений.

Светодиод VD4 индицирует включение прибора в сеть, резистор R79 ограничивает текущий через него ток около 15 мА.

Принципиальные схемы обоих аттенюаторов показаны на рис. 4. Аттенюатор грубой регулировки ослабления сигнала образован четырьмя ячейками из резисторов R111—R121, коммутируемых переключателями SA4—SA7: первая и третья ячейки ослабляют сигнал на 20, вторая и четвертая — на 40 дБ. Точный аттенюатор состоит из 11 коммутируемых переключателем SA8 ячеек, каждая последующая из которых вносит ослабление на 2 дБ больше, чем предыдущая. Входное и выходное сопротивления звеньев — 50 Ом.

Источник питания (рис. 5) содержит сетевой трансформатор T1 с вторичной обмоткой на 25 В, два разнополярных однополупериодных выпрямителя (VD13, C66 и VD14, C68, C69) и два стабилизатора. Стабилизатор напряжения +10 В выполнен на микросхеме DA5. Резистор R93 ограничивает ток короткого замыкания на уровне 100 мА.

Стабилизированное напряжение +10 В используется в качестве образцового в стабилизаторе напряжения —20 В, выполненном на ОУ DA6 и транзисторах (VT17, VT18). Его выходное напряжение (—20 В) сравнивается с образцовым, их разность усиливается ОУ DA6, и полученное напряжение управляет последовательным регулятором (VT17, VT18), который устраняет отклонение. Цепь VD15VD16R99R100 ограничивает ток короткого замыкания этого стабилизатора уровнем около 300 мА.

Конструкция и детали. Как уже говорилось, ВЧ цепи прибора смонтированы в тщательно экранированном блоке. В нем также размещены все механические детали элементов управления генератором, благодаря чему блок представляет собой самостоятельную конструкцию, которую при необходимости можно легко извлечь из корпуса прибора.

Устройство ВЧ блока показано на рис. 6. Его передняя стенка 7 изготовлена из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Фольга обеих сторон этой стенки припаяна по всему периметру к обечайке 1, согнутой из полосы луженой жести толщиной 0,5 мм. Из такого же материала изготовлена и задняя стенка устройства, представляющая собой плотно надеваемую на обечайку крышку с загнутыми и тщательно спаянными в углах краями шириной 10 мм. К обечайке она прикреплена двенадцатью винтами M3×5, ввинченными в припаянные изнутри гайки 28 (M3). К узким сторонам обечайки припаяны четыре лапки 9, предназначенные для крепления блока (с помощью винтов и резьбовых стоек) к передней панели генератора.

В нижней (по рис. 6) части блока размещен генератор с карусельным пере-

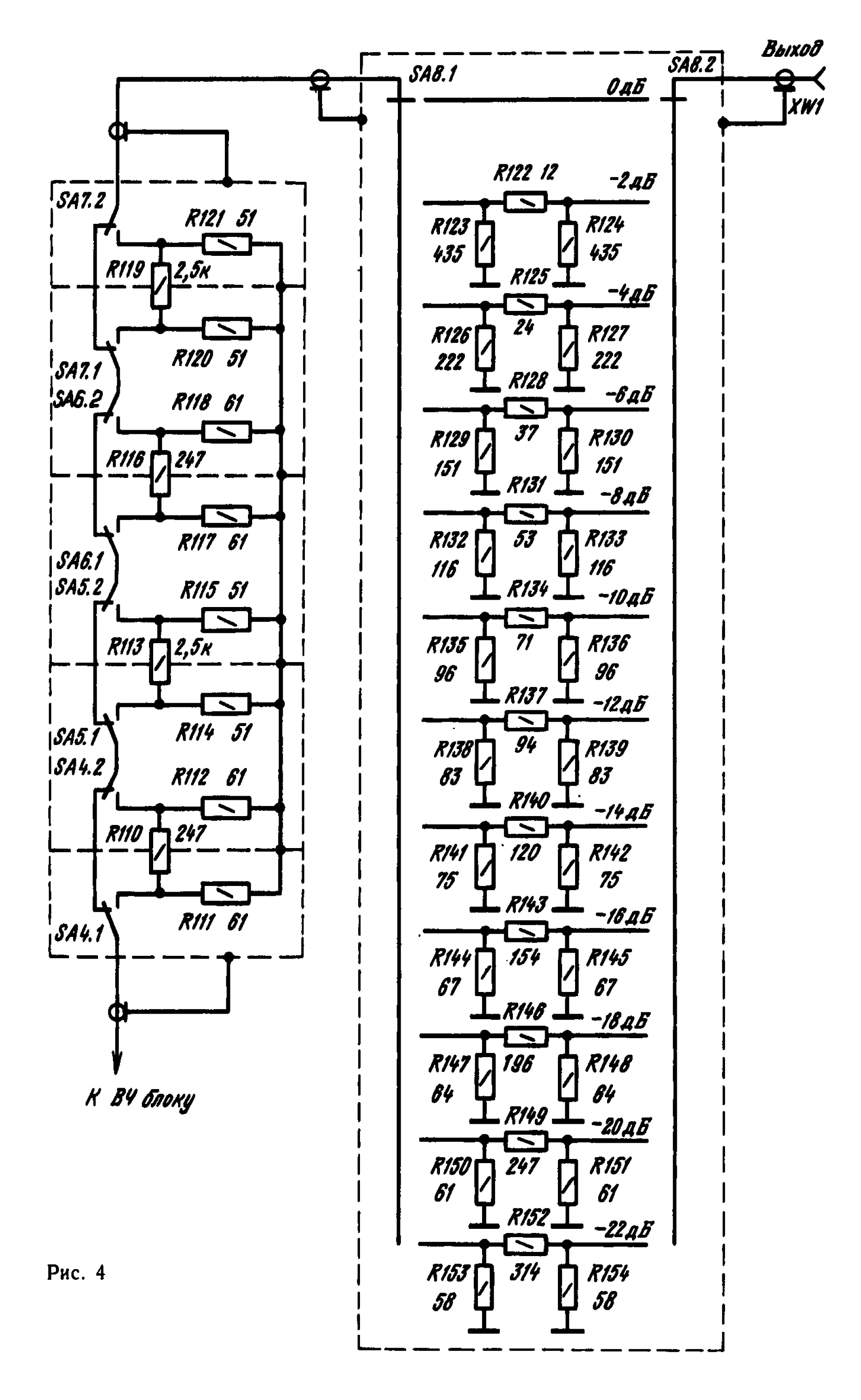

Выход
SA8.1
SA8.2
0 дБ
XW1
R122 12
-2 дБ
R123 435
R124 435
R125 24
-4 дБ
R126 222
R127 222
R128 37
-6 дБ
R129 151
R130 151
R131 53
-8 дБ
R132 116
R133 116
R134 71
-10 дБ
R135 96
R136 96
R137 94
-12 дБ
R138 83
R139 83
R140 120
-14 дБ
R141 75
R142 75
R143 154
-16 дБ
R144 67
R145 67
R146 196
-18 дБ
R147 64
R148 64
R149 247
-20 дБ
R150 61
R151 61
R152 314
-22 дБ
R153 58
R154 58
SA7.2
R121 51
R119 2,5к
R120 51
SA7.1
SA6.2
R118 61
R116 247
R117 61
SA6.1
SA5.2
R115 51
R113 2,5к
R114 51
SA5.1
SA4.2
R112 61
R110 247
R111 61
SA4.1
К ВЧ блоку

Рис. 4

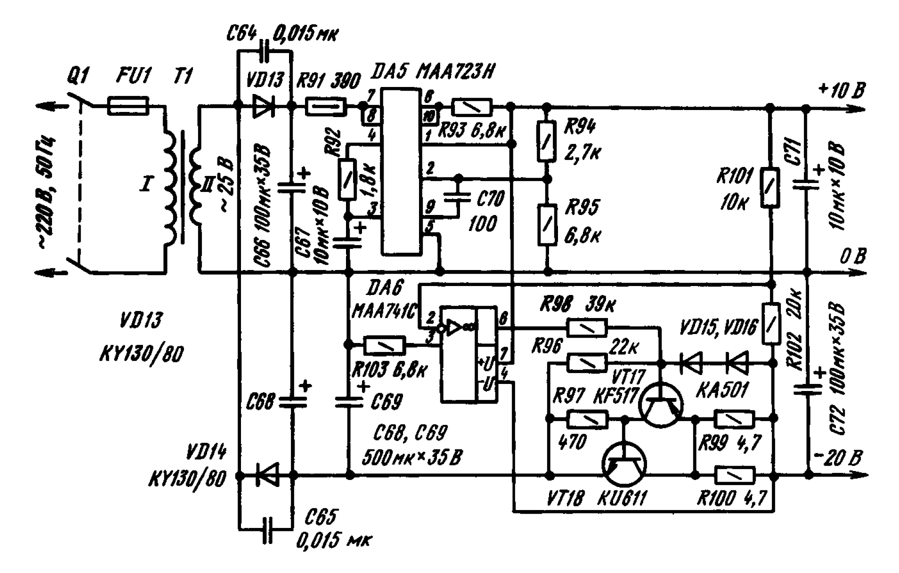

C64 0,015мк
Q1
FU1
T1
VD13
R91 390
DA5 MAA723H
+10 В
~220 В, 50 Гц
I
II ~25 В
C66 100мк×35В
C67 10мк×10В
R92 1,8к
R93 6,8к
R94 2,7к
R95 6,8к
C70 100
R101 10к
C71 10мк×10В
0 В
VD13 KY130/80
DA6 MAA741C
R98 39к
R96 22к
VD15, VD16
KA501
R102 20к
C72 100мк×35В
R103 6,8к
C68
C69
VT17 KF517
R97 470
R99 4,7
C68, C69 500мк×35В
VD14 KY130/80
VT18 KU611
R100 4,7
-20 В
C65 0,015 мк

Рис. 5

Рис. 6

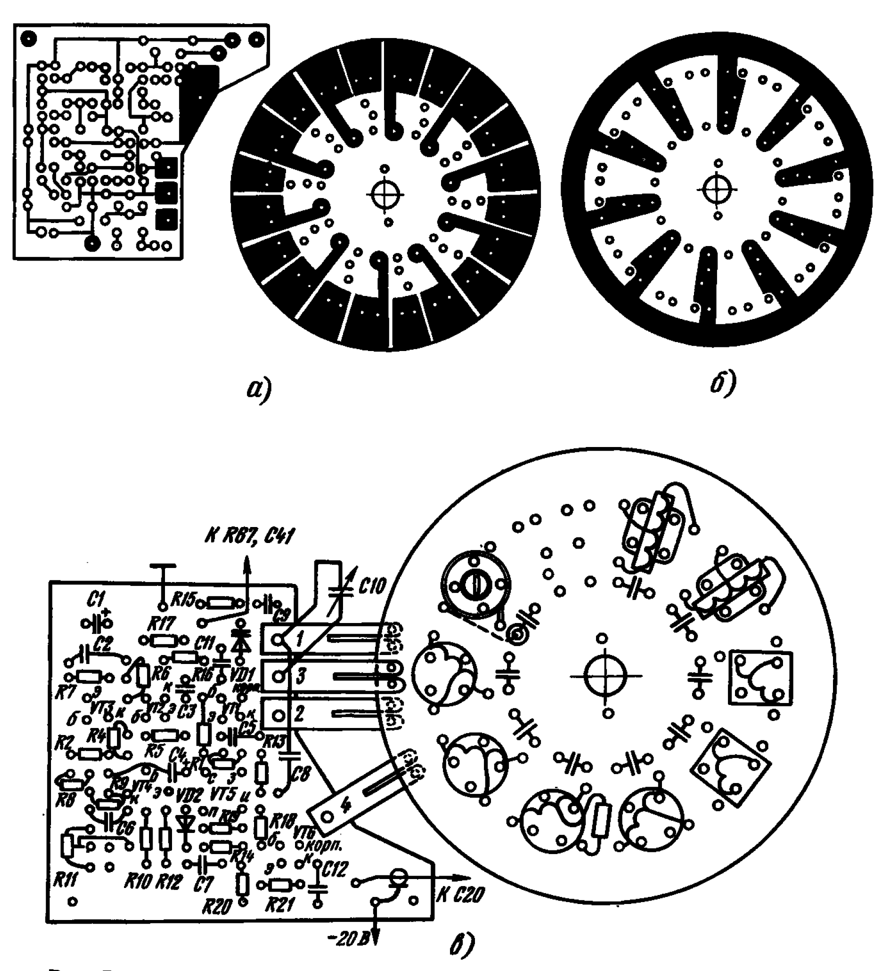


Рис. 7

ключателем диапазонов SA3. Печатная плата генератора (рис. 7) изготовлена из одностороннего фольгированного стеклотекстолита и закреплена на передней стенке блока с помощью винтов 19 (М2×5) и трех резьбовых стоек 29. Ротор карусельного переключателя (рис. 7, *а*— вид со стороны печатных проводников, *б*— со стороны установки катушек, *в*— расположение деталей на роторе и плате) выпилен из двустороннего фольгированного стеклотекстолита. После травления фольга с обеих сторон покрыта никелем. Пружинящие контакты статора изготовлены из контактов электромагнитного реле, приклепаны к плате генератора, а затем припаяны к ее печатным проводникам.

Чтобы ограничить паразитное излучение блока, валик 21 карусельного переключателя (см. рис. 6) изготовлен из текстолита. Он туго вставлен во внутрен-

ние кольца двух шариковых подшипников, один из которых установлен с наружной стороны передней панели, а другой — с внутренней (их наружные кольца припаяны к ней в нескольких местах). Осевой люфт валика предотвращают закрепленные на нем стопорными винтами латунные кольца. К одному из них (расположенному внутри блока) привинчен ротор переключателя 6, к другому (наружному) — зубчатый диск 4 механизма фиксации его положения. Фиксирующий ролик 2 вращается на оси, запрессованной в поворотный рычаг 3.

Катушки генератора $L_к$ приклеены к ротору переключателя эпоксидным клеем. Их намоточные данные приведены в табл. 1. Емкость конденсаторов $C_к$ (3,3... ...33 пФ) подбирают при подгонке границ поддиапазонов. Между контактом 2 и отводом катушки поддиапазона 4,9...11,5 МГц включен резистор сопротивлением 22 Ом, а между отводом и нижним (по схеме) выводом катушки поддиапазона 50...110 МГц— конденсатор емкостью 150 пФ.

Таблица 1

Поддиапазон, МГц	Число витков (1-2+2-3)	Марка провода	Форма катушки, материал магнитопровода	Примечание
0,1...0,23	420+70	ПЭВ-2 0,1	ЕЕ 3×3 Н12	Подстроить изменением зазора в пределах 0,1...0,3 мм
0,22...0,48	200+30	ПЭВ-2 0,1	ЕЕ 3×3 Н12	То же
0,45...1,1	115+45	ПЭВ-2 0,08	Катушка ФПЧ 7×7 мм	Перемотана
1...2,1	65+18	ПЭВ-2 0,08	Катушка ФПЧ 7×7 мм	»
2...5	35+35	ЛЭШО 10×0,05	⌀5-М4, N05	
4,9...11,5	32+12	ПЭВ-2 0,2	⌀5-М4, N05	
10...21	10+5	ПЭВ-2 0,5	⌀5-М4, N05	
20...51	3+3	ПЭВ-2 0,6	⌀5-М4, N01	
50...110	1,5+1,5	ПЭВ-2 0,8	⌀8-М4, N01	Катушка бескаркасная

Конденсатор переменной емкости 27 (С10) — с воздушным диэлектриком и углом поворота ротора 180 °. На передней стенке блока 7 он закреплен с помощью винтов и резьбовых стоек 25. Для уменьшения проникновения ВЧ энергии из блока в окружающее пространство через отверстие в стенке пропущен не металлический валик ротора, а удлиняющий его текстолитовый валик 13. С этой же целью концентрично с отверстием к внутренней стороне панели припаяна стальная луженая манжета 26 длиной 8 мм.

Верньерное устройство генератора состоит из шкива 11, валика настройки 20 и охватывающего их тросика 15. Шкив привинчен к закрепленной на валике 13 латунной втулке 23, из которой выступает винт (на рис. 6 не показан), ограничивающий угол поворота ротора. Ограничители припаяны к передней стенке блока. Необходимое натяжение тросика создает проволочная пружина 12.

Валик настройки 20 вращается в двух шариковых подшипниках 17. Наружное кольцо одного из них припаяно к фольге передней стенки 7, другого — к стальной панели 14, закрепленной на ней с помощью винтов 16 и двух резьбовых стоек 22. К этой же панели припаяно и наружное кольцо подшипника, в котором вращается валик конденсатора 13.

В верхней части блока (по рис. 6) установлена печатная плата выходного усилителя 10. Ее чертеж показан на рис. 8. Для подсоединения микросхемы DA1 предусмотрена специальная восьмигнездная панель. В корпусе блока плата закреплена несколькими отрезками медной луженой проволоки, припаянными к фольге общего провода, передней стенке и обечайке. Сигнал генератора поступает к плате по коаксиальному кабелю, выходной сигнал подводится к установленному на правой стенке обечайки самодельному коаксиальному соединителю и по коаксиальной линии подается на вход аттенюатора грубой регулировки. Необходимость применения коаксиальной линии обусловлена ее лучшими (по сравнению с кабелем) экранирующими свойствами. Линия изготовлена из тонкостенной медной трубки внешним диаметром 3 мм, через которую пропущен изолированный монтажный провод. К ВЧ блоку и аттенюатору грубой регулировки линия крепится с помощью

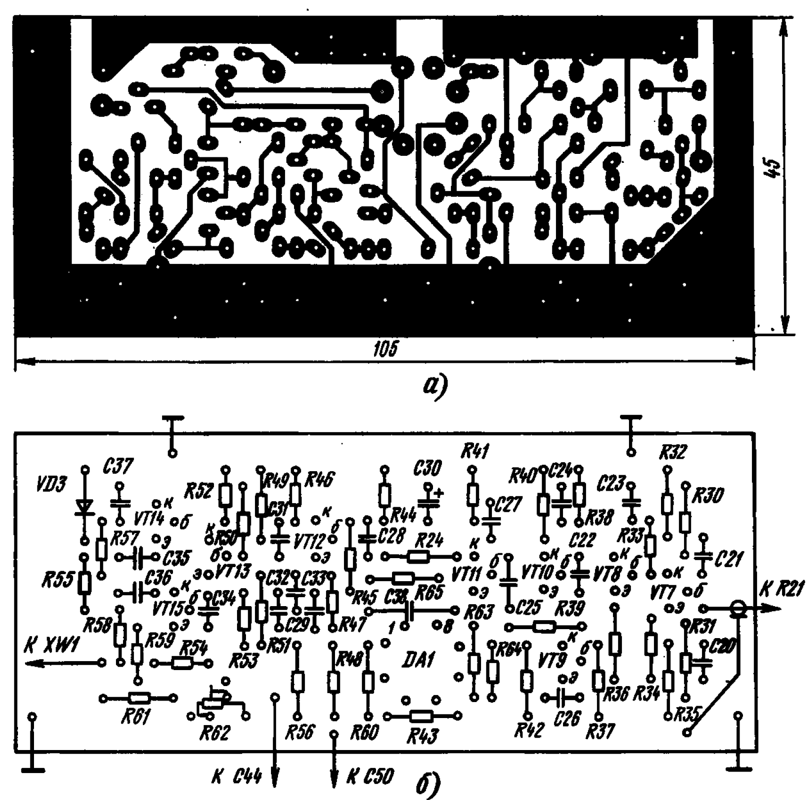


Рис. 8

фланцев, припаянных к концам трубки. Соединение внутреннего проводника линии с аттенюатором — неразборное (он припаян к выводу микровыключателя SA4), с ВЧ блоком — разборное: сигнал с выходного усилителя подводится к миниатюрному гнезду, в которое при сборке вставлен штырек, припаянный к внутреннему проводнику. Винты крепления фланца к блоку ввинчены в припаянные к обечайке изнутри гайки 24.

С наружной стороны к фольге передней стенки припаян экран фильтров 8. Его обечайка согнута из полосы луженой жести шириной 17 и толщиной 0,3 мм. Из этого же материала изготовлены перегородки, разделяющие цепи модуляции и питания, и крышка с загнутыми краями. Проходные конденсаторы C41, C44, C50 установлены в отверстиях передней стенки, C39, C42 и C45— в отверстиях узкой стенки обечайки. К внутренним проводникам последних, а также к обечайке экрана фильтров припаян четырехпроводный кабель, оканчивающийся стандартной пятиконтактной вилкой.

Катушки L1 и L2 фильтров содержат по 100 витков провода ПЭВ-1 0,2 и помещены в броневые магнитопроводы диаметром 14 мм (без зазора из феррита

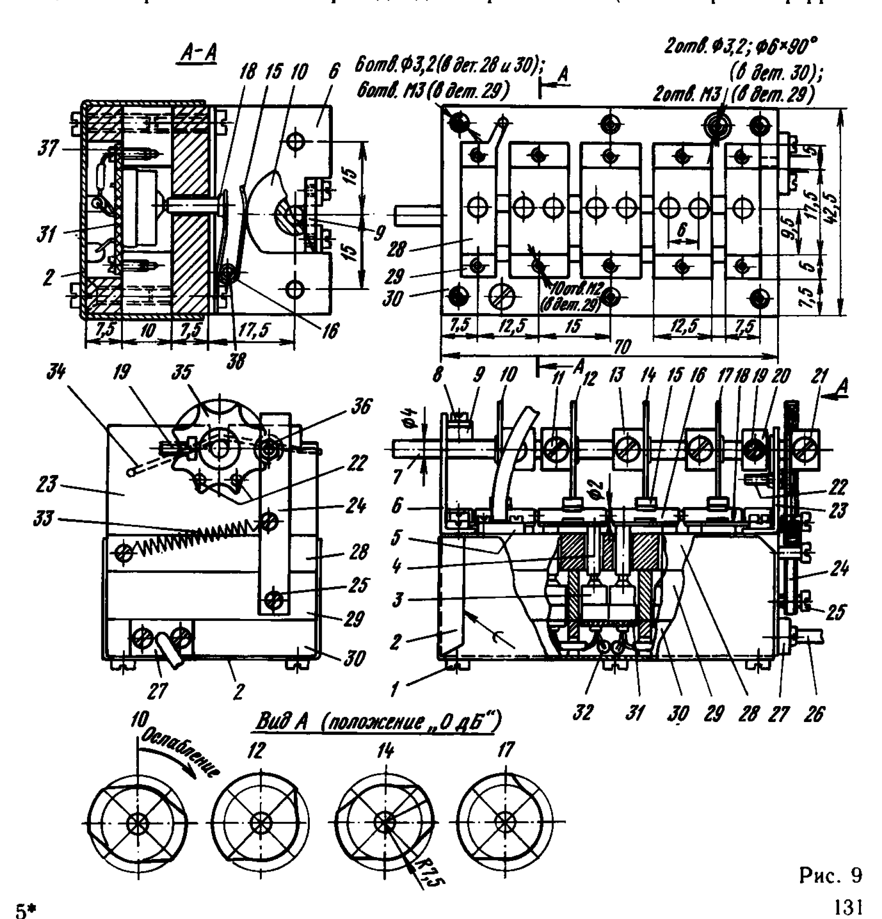


Рис. 9

марки Н12). Чашки магнитопроводов стянуты латунными винтами с гайками, которыми они закреплены на передней стенке блока. Катушка L3 (60 витков провода ПЭВ-1 0,2) намотана виток к витку на пластмассовом каркасе диаметром 5 мм.

Аттенюатор грубой регулировки также конструирован как самостоятельный узел (рис. 9), устанавливаемый на передней панели прибора с помощью двух винтов М3×5. Основа конструкции — корпус, состоящий из трех тщательно подогнанных одна к другой (во избежание излучения энергии) пластин 28—30. В двух из них (29 и 30) выпилено по пять прямоугольных отверстий, образующих при сборке полости, в которые установлены микропереключатели 3 (WN55900). Они срабатывают под действием штоков 4, которым через U-образные пружины 15 передаются усилия от кулачков 10, 12, 14 и 17, закрепленных на стальном валике управления 7. Крышка аттенюатора 2 согнута из луженой жести толщиной 0,3 мм и закреплена на корпусе винтами 1 М3×15.

Выводы микропереключателей вставлены в отверстия плат 31 (рис. 10) и удерживаются в них пайкой к печатным проводникам. К детали корпуса 29 платы привинчены винтами 37 (М2×5). К входу аттенюатора ВЧ сигнал подводится уже упоминавшейся в описании ВЧ блока коаксиальной линией с наружным проводником из медной трубки. Для предотвращения излучения крепежный фланец 5 припаян к ней на расстоянии 7 мм от торца, вставляемого в деталь 28 корпуса аттенюатора. Выходной сигнал выводится коаксиальным кабелем 26, экранирующая оплетка которого прижата к корпусу фланцем 27.

Штоки 4 (диаметром 3 и длиной 10 мм), управляющие работой микропереключателей 3, изготовлены из органического стекла, пружины 15— из фосфористой бронзы. К концам пружин припаяны латунные планки 18 (благодаря им каждая пружина управляет двумя микропереключателями), а в местах изгиба — латунные трубки 16. Последние надеты на отрезок стальной проволоки

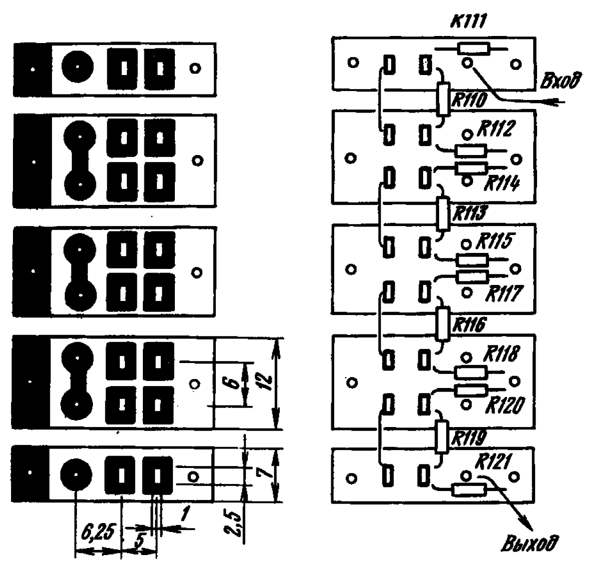


Рис. 10

38, концы которого прижаты к корпусу аттенюатора головками стягивающих его детали винтов.

Кулачки 10, 12, 14 и 17 вырезаны из листовой латуни толщиной 0,5 мм и припаяны к латунным втулкам 13, закрепленным на валике 7 винтами 11. Форма кулачков и их взаимное расположение в положении, соответствующем 0 дБ, показаны на рис. 9, последовательность срабатывания переключателей SA4—SA7 указана в табл. 2.

Таблица 2

Затухание, дБ	Позиционное обозначение кулачка (управляемый им переключатель)				Затухание, дБ	Позиционное обозначение кулачка (управляемый им переключатель)			
	10 (SA4)	12 (SA5)	14 (SA6)	17 (SA7)		10 (SA4)	12 (SA5)	14 (SA6)	17 (SA7)
0	—	—	—	—	80	—	+	—	+
20	+	—	—	—	100	+	+	—	+
40	+	—	+	—	120	+	+	+	+
60	—	+	+	—					

Для облегчения ремонта предусмотрена возможность извлечения валика с кулачками в собранном виде. С этой целью в переднем (6) и заднем (23) уголках аттенюатора (они согнуты из листовой стали) сделаны вырезы, в которые и укладывается валик при сборке. В переднем уголке положение валика фиксируется латунной планкой 9, привинченной винтами 8 к отогнутым внутрь полочкам, в заднем — стальной пружиной 34 (диаметром 1 мм), один конец которой вставлен в отверстие в стенке 23, а другой упирается в отогнутый выступ уголка. Осевой люфт устраняется закрепленными на конце валика латунными кольцами 20 и 21. Крепежный винт 19 первого из них использован для ограничения угла поворота валика (в крайних положениях он упирается в винты-ограничители 22, ввинченные в уголок 23). К кольцу 21 припаян стальной зубчатый диск 35 механизма фиксации положений переключателя аттенюатора. Фиксирующий ролик 36 подвижно закреплен в поворачивающемся на винте 25 рычаге 24 и прижат к диску 35 пружиной 33.

В ячейках аттенюатора использованы резисторы МЛТ-0,25 (32). Их сопротивления не должны отличаться от указанных на схеме значений более чем на ±2 %.

Механическая регулировка этого аттенюатора заключается в обеспечении (изгибом пружин 15 и поворотом кулачков 10, 12, 14 и 17) четкого срабатывания соответствующих микропереключателей во всех положениях валика управления 7.

Упрощенное устройство аттенюатора точной регулировки показано на рис. 11. Его основа — П-об-

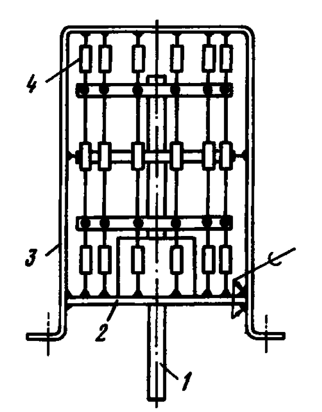


Рис. 11

разный корпус-экран 3, согнутый из полосы луженой жести толщиной 0,5 мм. В нижней части в него впаяна стенка 2 из двустороннего фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм, на которой закреплен трехплатный галетный переключатель 1 (WK 55339). В ячейках использованы резисторы МЛТ-0,25, подобранные с той же точностью, что и для аттенюатора грубой регулировки. Выводы, подлежащие соединению с общим проводом, припаяны непосредственно к торцевой стенке корпуса и стенке 2. Все контакты средней галеты соединены со стенками корпуса и играют роль своеобразного экрана.

Печатная плата и размещение на ней деталей усилителей модулирующих сигналов показаны на рис. 12. С передней панелью прибора она соединена с помощью трех винтов М3 и трубчатых стоек. На плате установлены переключатели SA1, SA2 (WK 553 36), включатель питания Q1, переменные резисторы R70, R77 и светодиод VD4. Последний припаян со стороны печатных проводников с таким расчетом,

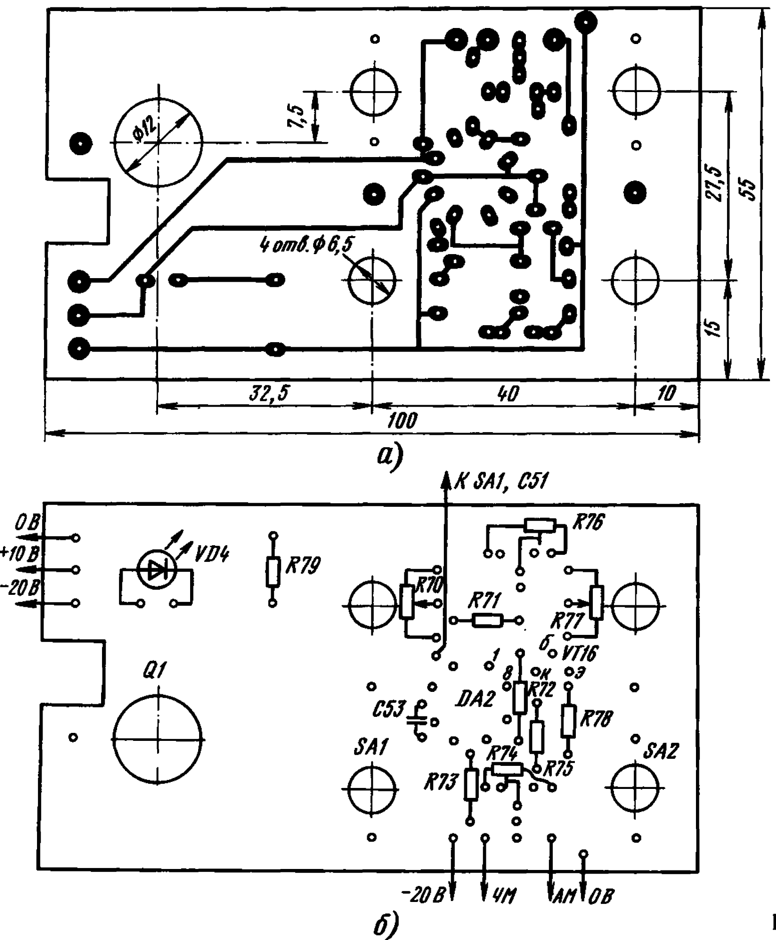


Рис. 12

что его полимерный корпус несколько выступает за пределы передней панели прибора. Микросхема DA2 подсоединена к плате с помощью восьмиконтактной панели.

К ВЧ блоку этот узел подключен с помощью разъемного пятиконтактного соединителя, установленного на передней панели (под ВЧ блоком).

Печатная плата и размещение на ней деталей генераторов модулирующих сигналов изображены на рис. 13, источника питания — на рис. 14. Интегральные микросхемы в обоих узлах подключены с помощью панелей: DA3, DA4, DA6— восьмиконтактных, DA5—десятиконтактной. Транзистор VT18 установлен на Г-образном теплоотводе, согнутом из полосы листового алюминиевого сплава толщиной 1,2 мм (размеры плоской части, на которой закреплен транзистор,— 32×55, полки для крепления к плате — 32×15 мм). Теплоотвод закреплен на плате со стороны печатных проводников с помощью винтов с гайками и трубчатых стоек.

На передней панели прибора эти платы закреплены аналогично плате усилителей, только трубчатые стойки платы источника питания выбраны такой дли-

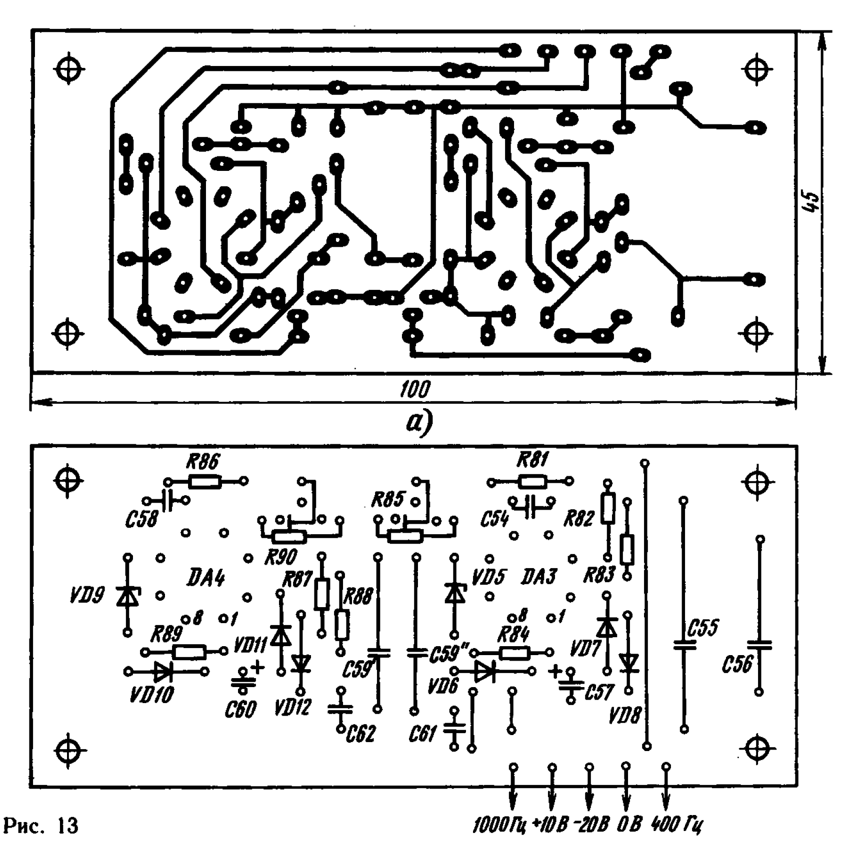


Рис. 13

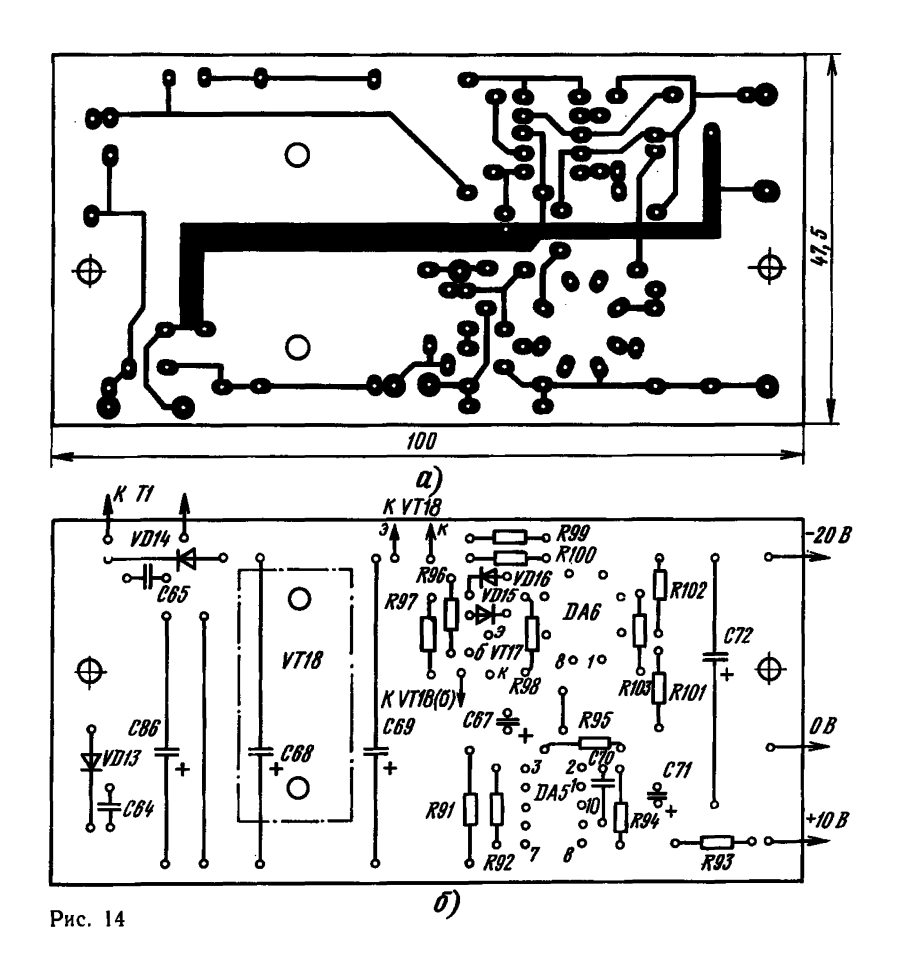


Рис. 14

ны, чтобы под ней свободно поместился сетевой трансформатор. Последний намотан на магнитопроводе Ш20×20 из пластин трансформаторной стали толщиной 0,5 мм. Обмотка I содержит 2600 витков провода ПЭЛ 0,1, обмотка II—300 витков провода ПЭЛ 0,33, межобмоточная изоляция — два слоя стеклолакоткани. Крепежные лапки трансформатора привинчены винтами М3×4 непосредственно к передней панели.

Внешний вид прибора показан на рис. 15. Несущий элемент конструкции — неоднократно уже упоминавшаяся передняя панель (ее разметка показана на рис. 16, а расположение на ней основных узлов — на рис. 17), изготовленная из листового дюралюминия толщиной 3 мм. После шлифования лицевой поверхности она протравлена в едком натре. Надписи, поясняющие назначение органов управления, нанесены переводным шрифтом и защищены от повреждений прозрачным бесцветным лаком.

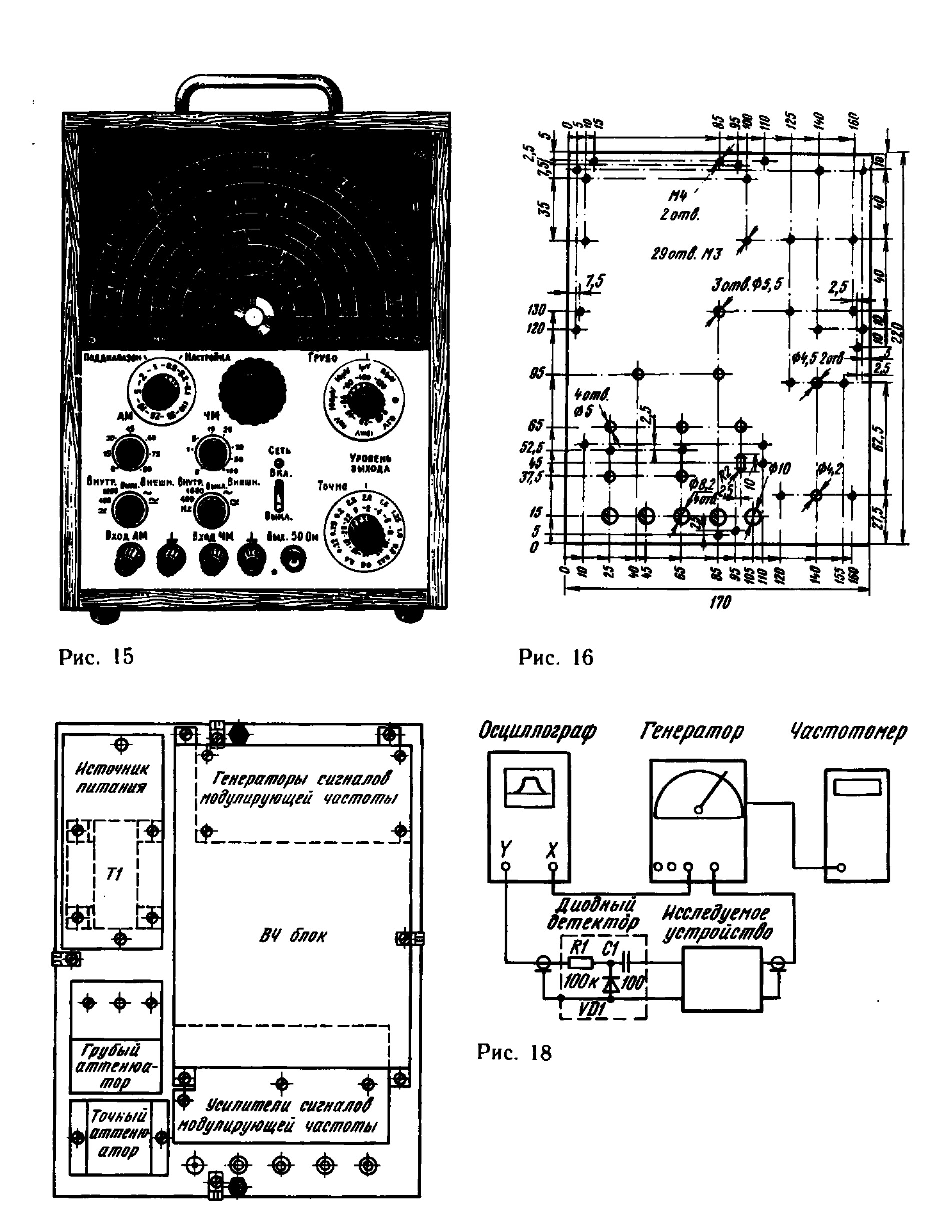


Рис. 15

Рис. 16

Рис. 17

Рис. 18

Шкала генератора изготовлена фотоспособом с оригинала, перечерченного тушью с временной шкалы, изготовленной при градуировке. Фотография наклеена на основание из слоистого пластика, которое затем привинчено к передней панели четырьмя винтами М3×4. Стрелка-указатель изготовлена из органического

стекла и привинчена к декоративной дюралюминиевой втулке, закрепленной на конце диэлектрического валика конденсатора переменной емкости.

Ручки управления переключателем диапазонов и обоими аттенюаторами снабжены прозрачными лимбами из органического стекла, на которые с обратной стороны (обращенной к передней панели) наклеены негативы с надписями, скопированные контактным способом с макетов, выполненных переводным шрифтом.

В нижней части панели установлены зажимы-гнезда XS1—XS4 и высокочастотное коаксиальное гнездо XW1 с волновым сопротивлением 50 Ом.

Корпус прибора склеен в виде обечайки из дубовых досок шириной 100 и толщиной 8 мм. В углах обечайка усилена треугольными в сечении брусками, к которым крепятся передняя и задняя панели. Последняя имеет те же размеры, что и передняя и изготовлена из дюралюминия толщиной 2 мм. В ее верхней и нижней частях просверлены вентиляционные отверстия, с передней панелью она соединена резьбовыми стяжками.

К нижней стенке корпуса привинчены четыре резиновые ножки, к верхней — скоба для переноски прибора.

С целью экранирования корпус оклеен изнутри тонкой латунной фольгой, а на обеих панелях установлено по четыре пружинящих токосъема, изготовленных из контактов телефонных переключателей.

Сетевая колодка установлена в нижней части задней панели. Чтобы последнюю можно было легко снять, колодка соединена с выключателем питания импровизированным двухконтактным соединением.

Для налаживания генератора необходимы универсальный стрелочный или цифровой мультиметр, широкополосный осциллограф с калиброванным усилителем вертикального отклонения луча, диодный детектор, собранный, например, по схеме, показанной на рис. 18, и цифровой частотомер. Для исключения нагрузки длинными соединительными проводами мультиметр при измерении постоянных напряжений в ВЧ цепях необходимо подключать через резистор сопротивлением 4,7 кОм. Непосредственно осциллографом измеряют при налаживании все напряжения в генераторе на низкочастотных поддиапазонах, а с помощью диодного детектора — на высокочастотных. Калибруют его на частоте 0,5 МГц, выходное напряжение измеряют на нагрузочном резисторе сопротивлением 50 Ом. Если нет частотомера с пределом измерения 110 МГц, а есть, например, с пределом 10 МГц, можно использовать и его, надо только изготовить к нему добавочный делитель частоты на 10. Конечно, частоту колебаний можно измерять и другими известными радиотехническими методами.

Налаживание прибора начинают с источника питания. При включении в сеть его выходные напряжения не должны отличаться от указанных на схеме более чем на ±5 %. Если же это не так, требуемых значений добиваются подбором резистора R94 или R95.

Затем измеряют частоты сигналов, вырабатываемых генераторами на ОУ DA3 и DA4. Возможные отклонения частот устраняют заменой конденсаторов C55, C56 и C59.

Далее настраивают генератор ВЧ блока. Отпаяв соединительный коаксиальный кабель от выходного усилителя, нагружают его резистором сопротивлением 50 Ом и подключают параллельно ему осциллограф. Подав на генератор временное

питание, переводят карусельный переключатель в положение, соответствующее поддиапазону 0,45...1,1 МГц, и подстроечным резистором R11 устанавливают на нагрузочном резисторе размах напряжения, равный 0,5 В. Затем к нагрузочному резистору присоединяют частотомер и настраивают поддиапазон в заданных границах: на высокочастотном участке (емкость конденсатора C10 минимальна) это делают подбором конденсатора $C_к$, на низкочастотном (емкость конденсатора C10— максимальна) — изменением индуктивности катушки $L_к$. Поскольку регулировки взаимозависимы, указанные операции повторяют до тех пор, пока фактические границы поддиапазона не совпадут с заданными.

Аналогично настраивают и остальные поддиапазоны. При невозможности добиться нужной частоты на низкочастотном участке поддиапазона от катушки можно отмотать или, наоборот, домотать некоторое число витков. Индуктивность катушек поддиапазонов 0,1...0,23 и 0,22...0,48 МГц регулируют изменением немагнитного зазора в магнитопроводе с помощью вкладывания тонких бумажных прокладок между его половинами (после настройки их склеивают эпоксидным клеем).

Работу системы стабилизации напряжения генератора контролируют, измеряя падение напряжения на резисторе R7. На частотах до 20 МГц оно не должно превышать 0,1 В, а от 20 до 160 МГц должно плавно возрастать примерно до 8 В. Паразитное самовозбуждение в каком-либо поддиапазоне на очень высоких частотах устраняют включением в цепь отвода катушки этого поддиапазона резистора небольшого сопротивления.

Настроив генератор, восстанавливают соединение между ним и выходным усилителем, нагружают выход последнего резистором сопротивлением 50 Ом и, подключив параллельно ему осциллограф и частотомер, устанавливают требуемую полосу пропускания усилителя. Все, что для этого нужно сделать,— на частоте 0,5 МГц при выключенной АМ подстроечным резистором R11 установить на нагрузочном резисторе напряжение 0,63 В.

Завершают налаживание регулировкой модуляторной части. Вначале подстроечными резисторами R85 и R90 устанавливают на выходах генераторов размах напряжения, равный 2 В. Затем генератор настраивают на частоту 1 МГц, переключатель SA2 устанавливают в положение «400 Гц», а ручку регулятора глубины АМ (R77) — в положение «90 %», и подстроечным резистором R76 добиваются именно такой глубины модуляции напряжения на выходе выходного усилителя (контролируют осциллографом).

Наконец, в верхнем (по схеме) положении переключателя SA2 подстроечным резистором R74 устанавливают на верхнем (также по схеме) выводе резистора R76 напряжение +1 В и диодным детектором проверяют, способен ли выходной усилитель обеспечить уровень +6 дБм во всем диапазоне частот генератора. Снижение уровня сигнала на высших частотах компенсируют увеличением емкости корректирующего конденсатора C33.

В полностью собранном и отрегулированном приборе проверяют работу цепей ЧМ, измеряют уровень паразитного излучения ВЧ энергии.

Шкалу прибора рекомендуется градуировать после эксплуатации его в течение некоторого времени, когда есть уверенность, что все в порядке и никакой переделки не потребуется. Чтобы учесть влияние задней панели на катушки генератора, при градуировке ее необходимо установить на место.

Читателей, возможно, заинтересует генератор, перестраиваемый не конденса-

тором переменной емкости, а варикапами. В таком приборе нетрудно ввести новый режим работы — качание частоты, что позволит наблюдать на экране осциллографа АЧХ настраиваемой цепи. Переход на электронную перестройку частоты позволяет расширить рабочий диапазон частот генератора до 160...165 МГц. В предлагаемом вниманию читателей варианте прибора десять поддиапазонов: 0,09...0,21; 0,2...0,44; 0,4...1; 0,9...2,2; 2...5; 4,6...12; 9,5...25; 19,5...51; 46...93 и 78...165 МГц.

Принципиальная схема генератора с электронной перестройкой частоты изображена на рис. 19. В области частот выше 50 МГц генератор настраивают соединенными параллельно варикапами VD3, VD4, ниже этой частоты — еще и подключаемым к ним варикапом VD2. Индуктивность катушек $L'_к$ в этом варианте генератора значительно меньше (на низкочастотных поддиапазонах), например, достаточно части витков (между отводом и выводом 3), отводы от них не нужны. Отсутствие последних благоприятно сказывается на линейности качания частоты: зависимость ее от напряжения настройки с варикапом КВ113 оказывается практически линейной (с варикапами КВ109 крутизна перестройки на верхней границе диапазона вдвое меньше, чем на частоте 50 МГц).

Поскольку чувствительность усилителя системы стабилизации на высших частотах падает, в нее введена корректирующая цепь R23C15, благодаря которой

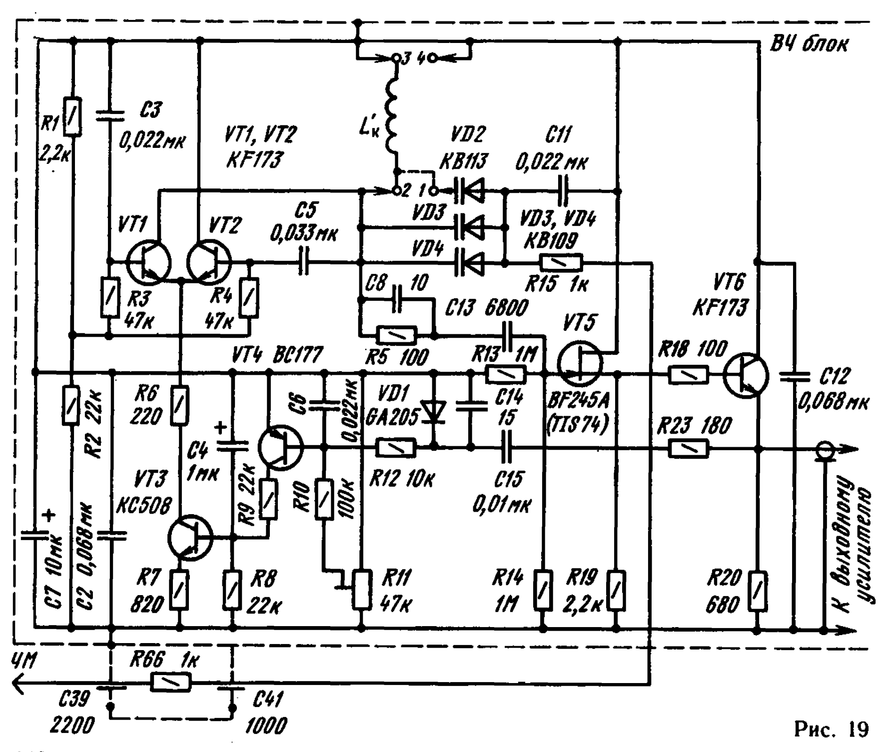


Рис. 19

размах выходного напряжения генератора в области частот от 20 до 150 МГц увеличивается в 3 раза.

Принципиальная схема модуляторной части прибора показана на рис. 20. Как видно, из двух генераторов сигналов модулирующей частоты в приборе оставлен один — на ОУ DA2 (1000 Гц). Генератор пилообразного напряжения выполнен на ОУ DA3 и DA4. Размах этого напряжения —10 В (±5 В), его частоту можно плавно изменять в широких пределах переменным резистором R29.

Усилитель сигнала АМ (VT1) оставлен без изменения. Переключатель SA1 заменяет прежние переключатели SA1 и SA2, глубину АМ регулируют переменным резистором R4. В процессе качания частоты на него поступает отрицательное прямоугольное напряжение с амплитудой — 2 В, управляемое ключом на транзисторе VT3. При калибровке девиации частоты (SA1 — в положении «Калибр. кач») к резистору R2 с делителя R40R41 подводится напряжение калибровки +1 В (соответствует пиковому напряжению генератора сигнала модулирующей частоты и одной десятой части размаха пилообразного напряжения). В положениях переключателя, соответствующих ЧМ («Внешн. ЧМ», «Внутр. ЧМ», «Калибр. ЧМ») последовательно с переменным резистором R2 включается

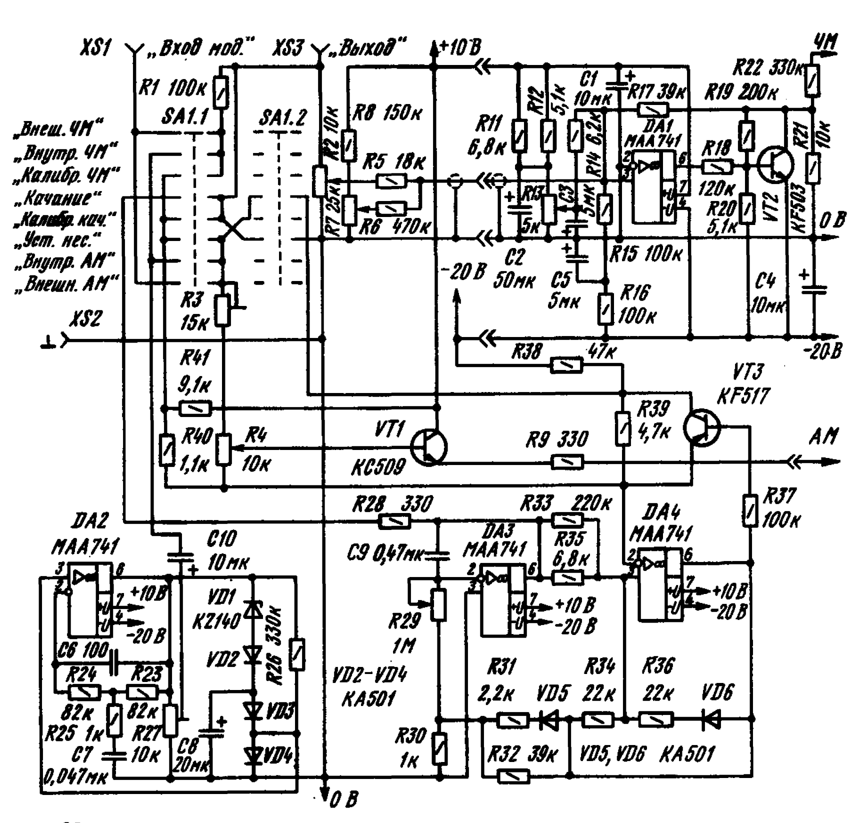


Рис. 20

резистор R1, уменьшающий максимальную девиацию частоты до ±1 % от значения несущей частоты.

На ОУ DA1 собран усилитель, суммирующий напряжения с регулятора девиации частоты R2, настроечного резистора R13 и резистора точной настройки R7. Необходимый сдвиг управляющего напряжения задан резисторами R14, R15, транзистор VT2 ограничивает напряжение, поступающее в ВЧ блок, интервалом —1... —20 В. Во избежание нежелательного фона ЧМ, шума и заметной нестабильности частоты ОУ DA1 должен иметь минимальные шумы и дрейф нуля, цепь его неинвертирующего входа должна быть смонтирована компактно, а выводы резистора настройки R13 блокированы оксидными конденсаторами С2, С3 с минимальным током утечки. Для снижения нестабильности частоты резисторы R11, R12, R15—R17 суммирующего усилителя и резисторы R94, R95, R101, R102 источника питания должны быть высокостабильными, а лучше всего прецизионными.

Переменный резистор настройки должен быть высококачественным, с резистивным слоем на гетинаксовой подложке (резисторы с проводящим слоем на керамической основе непригодны). Его закрепляют на текстолитовой пластине размерами 50×90 мм, привинченной к передней стенке ВЧ блока. Отверстие в ней размерами 30×40 мм (под резистор) с внутренней стороны закрывают коробчатой крышкой из луженой жести и припаивают ее к фольге.

Рядом с фильтрами устанавливают плату суммирующего усилителя (DA1, VT2). Модулирующий сигнал для ЧМ подводят к нему экранированным проводом. Коаксиальное гнездо для подключения частотомера устанавливают на крышке ВЧ блока, в задней стенке генератора напротив него вырезают отверстие. Переменный резистор R29 размещают в свободном пространстве между резисторами R4 и R2. Из-за недостатка места ручку для его управления можно изготовить под шлиц.

Налаживают прибор в той же последовательности, что и основной вариант. Вначале проверяют источник питания, модуляторы и симмирующий усилитель. Затем подстроечным резистором R27 добиваются, чтобы размах синусоидального сигнала на выходе генератора на ОУ DA2 стал равным 2 В. Нужный размах пилообразного напряжения (10 В) при необходимости устанавливают подбором резистора R34. При повороте движка переменного резистора R13 на угол 180° напряжение настройки должно изменяться от —1 до —20 В. Если это не так, подбирают резистор R12.

Индуктивность катушек $L_к$ в генераторе подбирают таким образом, чтобы перекрывались новые границы поддиапазонов. Катушка поддиапазона 75... 165 МГц— один виток провода длиной около 20 мм.

Требуемую девиацию частоты при работе с прибором устанавливают следующим образом. Подсоединив к нему осциллограф, частотомер и настраиваемое устройство, как показано на рис. 18, переводят переключатель SA1 в положение «Уст. нес.», а движок переменного резистора R2— в нулевое положение, и по частотомеру настраивают генератор на заданную частоту. Затем светящуюся точку на экране осциллографа устанавливают на среднюю вертикальную линию масштабной сетки, переключают прибор в режим «Калибр. кач.» и, сместив луч на одно деление вправо, переменным резистором R2 устанавливают требуемую частотную девиацию на деление. После этого переключатель переводят в положение «Качание» и, наблюдая на экране осциллографа АЧХ исследуемого устройства,

переменным резистором R29 устанавливают оптимальную частоту качания, а резистором R4— подавление обратного хода луча.

При калибровке девиации частоты ЧМ переключатель переводят в положение «Внутр. ЧМ» и при выведенном в нулевое положение резисторе R2 настраивают генератор на нужную частоту. Затем прибор переводят в режим «Калибр. ЧМ», переменным резистором R2 устанавливают по частотомеру требуемую девиацию частоты и возвращают переключатель снова в положение «Внутр. ЧМ». Сигнал генератора будет при этом промодулирован синусоидальным напряжением частотой 1000 Гц с требуемой девиацией частоты.

При измерении чувствительности приемников частотомер рекомендуется отключать, а освободившееся гнездо закрывать экранирующей крышкой.

УДК 621.317.75

ПРОСТОЙ ОСЦИЛЛОГРАФ

И. Долежилек, М. Мунзар (ЧСФР)

Электронно-лучевой осциллограф, о котором пойдет речь в статье, предназначен для исследования постоянных и переменных сигналов частотой 0... 5 МГц. Его основные достоинства — калиброванные чувствительность усилителя вертикального отклонения луча и длительность развертки, позволяющие не только наблюдать сигнал, но и измерить его параметры, а также относительно небольшие размеры.

Технические характерцстики осциллографа

Канал вертикального отклонения луча

Полоса пропускания при неравномерности АЧХ не более 3 дБ, Гц, с входа:	
открытого	$0...5\cdot10^6$
закрытого	$2...5\cdot10^6$
Коэффициент отклонения, В, на деление	$10^{-2}...5$ (девять фиксированных значений)
Входное сопротивление, МОм	1
Входная емкость, пФ	35

Канал горизонтального отклонения луча

Полоса пропускания при неравномерности АЧХ не более 3 дБ, Гц	$20...0{,}5\cdot10^6$
Коэффициент отклонения, В, на деление	1(0,1)
Входное сопротивление, кОм	100

Диапазон калиброванных значений длительности развертки, с, на деление	$0{,}5 \cdot 10^{-6}$... ...0,2 (18 фиксированных значений)
Частота синхронизирующего сигнала при внутреннем и внешнем запуске, Гц	$10...15 \cdot 10^{6}$
Размах синхронизирующего сигнала при внешнем запуске, мВ, не менее	20
Входное сопротивление входа для подключения источника сигнала внешнего запуска, кОм	100
Параметры прямоугольных импульсов, генерируемых калибратором амплитуды:	
амплитуда, В	1
частота следования, Гц	1 000
Амплитуда выходного пилообразного напряжения, В	7
Потребляемая осциллографом мощность, В·А	24
Габариты, мм	135×300× ×260
Масса, кг	4,5

Для удобства работы с оциллографом численные значения коэффициентов отклонения канала вертикального отклонения (КВО) луча и длительности развертки выбраны кратными числам 1, 2 и 5. Предусмотрена возможность ступенчатого увеличения чувствительности канала горизонтального отклонения (КГО) в 10 раз («Временна́я лупа»), плавного регулирования уровня исследуемого сигнала и длительности развертки, запуска развертки в любой точке фронта или спада сигнала.

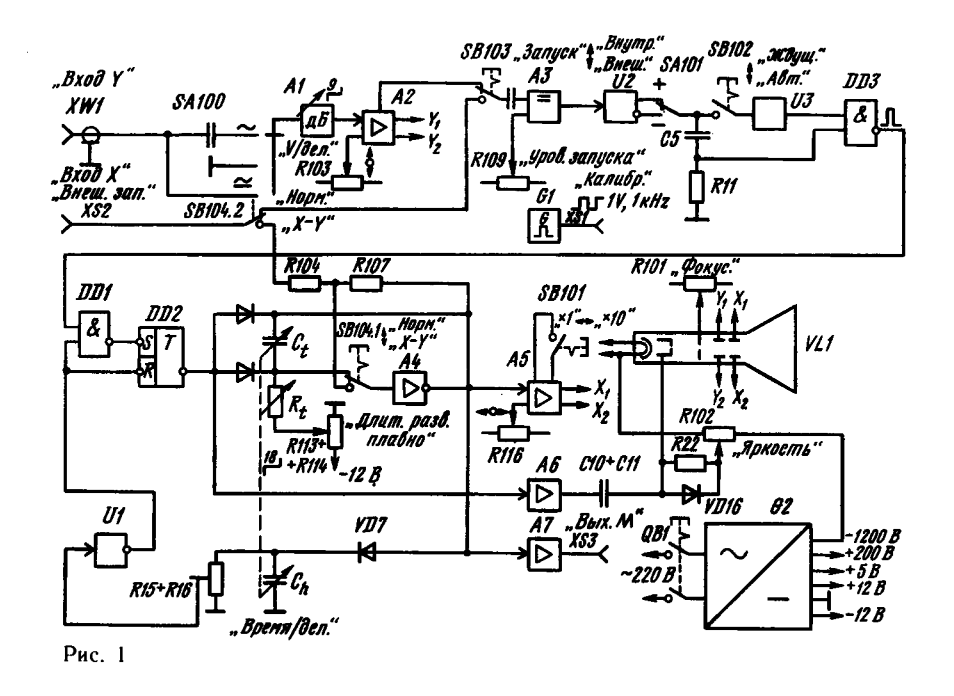
Функциональная схема осциллографа изображена на рис. 1. Исследуемый сигнал, поданный на входное гнездо XW1, через переключатель SA100 поступает на входной делитель A1, с помощью которого его ослабляют до необходимого уровня. Делитель рассчитан таким образом, что при всех коэффициентах деления его входное сопротивление неизменно. Это позволяет включать между контролируемым устройством и входом осциллографа выносной делитель, мало влияющий на исследуемые цепи.

Исследуемый сигнал усиливается усилителем КВО A2 и поступает на соответствующие отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) VL1, отклоняя луч в вертикальном направлении, на другой вход усилителя подается регулируемое переменным резистором R103 постоянное напряжение, уровень которого определяет положение осциллограммы на экране ЭЛТ по вертикали. С выхода одного из каскадов усилителя снимается синхронизирующее напряжение для внутреннего запуска временно́й развертки.

Прямоугольные импульсы амплитудой 1 В с частотой следования около 1 кГц, необходимые для контроля калибровки КВО и проверки частотной компенсации выносного делителя, вырабатывает генератор G1.

Для горизонтального отклонения луча используется либо напряжение временно́й развертки, либо внешнее напряжение, если осциллограф работает как индикатор X—Y.

Устройство временно́й развертки включает в себя генератор пилообразного напряжения и генератор запускающих импульсов. Первый из них выполнен в виде


Рис. 1

интегратора Миллера, управляемого триггерами DD2 и U1, и может работать в ждущем и автоколебательном режимах. Интегратор образован инвертирующим усилителем А4, конденсатором обратной связи C_t и зарядным резистором R_t. Ступенчатое изменение длительности развертки осуществляется переключением цепей R_tC_t переключателем «Время/дел.», плавное — изменением зарядного тока интегратора переменным резистором R114. Пилообразное напряжение через разделительный усилитель А7 поступает на гнездо XS3 для использования, например, в генераторе качающейся частоты.

Импульсы с выхода триггера DD2 усиливаются разделительным усилителем А6 и через высоковольтный конденсатор (С10+С11) поступают на модулятор ЭЛТ VL1 для засветки луча. Постоянная составляющая напряжения восстанавливается диодом VD16. К сожалению, этому схемному решению свойствен существенный недостаток: из-за наличия в цепи сигнала засветки конденсатора луч через некоторое время начинает светиться и без пилообразного напряжения. Однако этот недостаток проявляется только в отсутствие синхронизирующего сигнала в режиме ждущей развертки, когда в левой части ЭЛТ начинает светиться точка. Опыт авторов показал, что для примененной ЭЛТ это не опасно, тем не менее оставлять ее в таком состоянии длительное время не стоит.

Как видно из схемы, синхронизирующее напряжение на вход генератора запускающих импульсов может поступать через переключатель SB103 («Запуск») либо из усилителя А2 КВО («Внутр.»), либо с гнезда XS2 («Внеш.»). Компаратор А3 и триггер Шмитта U2 формируют из этого напряжения запускающие импульсы, фронты которых переменным резистором R109 и переключателем

SA101 можно поместить в любую точку синхронизирующего сигнала, т. е. развертку можно запустить в любой точке временнóй кривой исследуемого сигнала.

Режим работы устройства временнóй развертки выбирают переключателем SB102. При его положении «Ждущ.» генератор пилообразного напряжения работает в ждущем режиме, в положении «Авт.»— в режиме автоколебаний (в этот режим его переводит детектор импульсов U3).

Если осциллограф используется в качестве индикатора X—Y, генератор пилообразного напряжения выключают. Его инвертирующий усилитель в этом случае выполняет функции предварительного усилителя внешнего отклоняющего напряжения, подводимого к гнезду XS2.

Отклоняющее напряжение (развертки или исследуемое) подается на вход усилителя А5 КГО, который усиливает его до уровня, необходимого для отклонения пластинами X_1, X_2 ЭЛТ VL1. Выключатель SB101 служит для изменения коэффициента усиления усилителя А5 в 10 раз, переменный резистор R116— для смещения луча по горизонтали.

В осциллографе применена ЭЛТ с плоским экраном B10S3. Ее питание организовано таким образом, что напряжение на отклоняющих пластинах и на втором аноде (относительно общего провода) равно +100 В, а на катоде — около —1 160 В. Модулятор ЭЛТ подсоединен к движку переменного резистора R102 («Яркость»), благодаря чему напряжение на нем можно изменять от 0 до —40 В (относительно катода), что соответствует полному гашению луча.

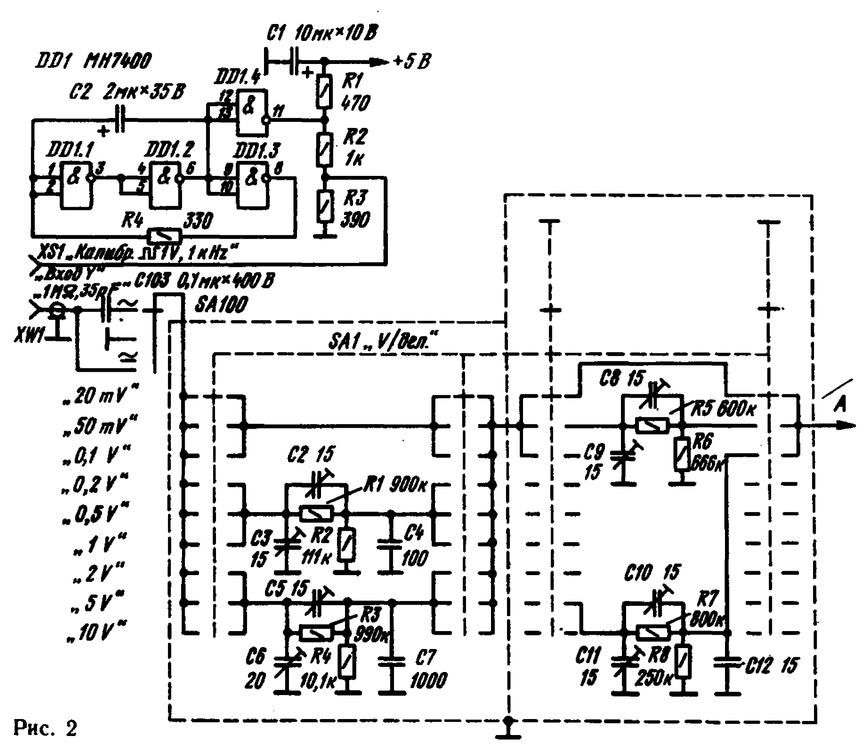


Рис. 2

Источник питания осциллографа вырабатывает стабилизированные напряжения +5, +12 и −12 В и нестабилизированные +200 и −1 200 В. Питание ЭЛТ нестабилизированным напряжением приводит к тому, что при колебаниях напряжения сети размеры осциллограмм несколько изменяются, однако для простого осциллографа это можно считать допустимым.

Принципиальная схема входного делителя осциллографа показана на рис. 2. Делитель двухступенчатый, каждая ступень состоит из двух частотно скомпенсированных звеньев затухания с регулируемой входной емкостью. Звенья первой ступени ослабляют сигнал в 10 и 100 раз, второй — в 2 и 5 раз. Различными комбинациями звеньев с помощью переключателя SA100 создается девять кратных числам 1, 2 и 5 значений коэффициента передачи делителя от 1 до 0,002.

Калибратор амплитуды выполнен на микросхеме DD1. Три его элемента (DD1.1—DD1.3) использованы в генераторе прямоугольных импульсов, четвертый (DD1.4) — в качестве электронного ключа, шунтирующего делитель R2R3, с которого снимается калиброванное напряжение 1 В. Частота генерируемых колебаний зависит от емкости конденсатора C2 и сопротивления резистора R1.

Принципиальная схема усилителя вертикального отклонения луча изображена на рис. 3. Усилитель симметричный трехкаскадный, связь между каскадами гальваническая. Первый каскад собран по схеме истокового повторителя на полевых транзисторах VT1, VT2 и ослабляет влияние усилителя на входной делитель, второй каскад (VT3—VT6) выполняет функции инвертора и широкополосного усилителя с малым выходным сопротивлением, третий — оконечный

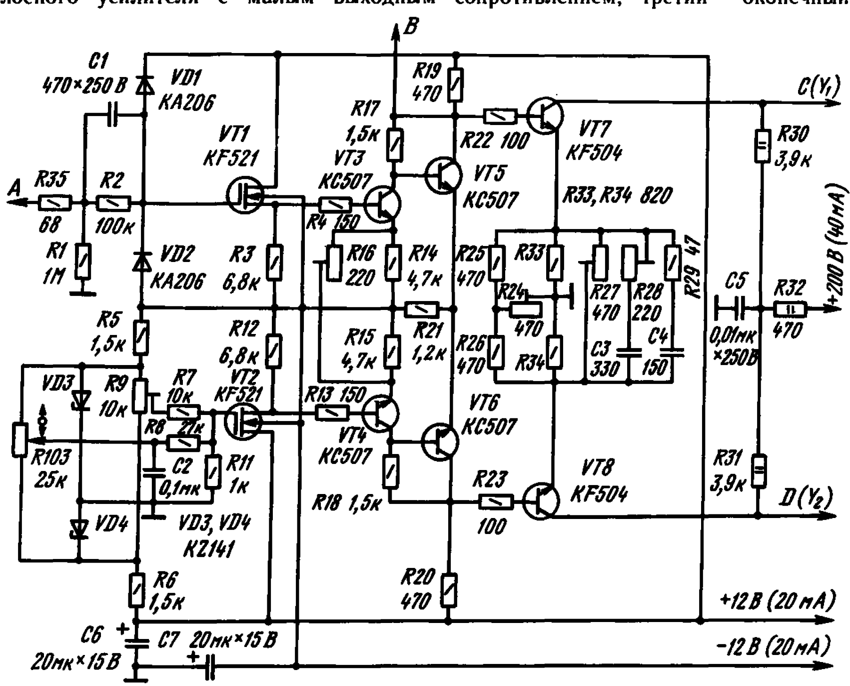


Рис. 3

(VT7, VT8) — усиливает сигнал до размаха, необходимого для отклонения луча пластинами на весь экран ЭЛТ Коэффициент усиления усилителя регулируют подстроечным резистором R16, в области низших частот его корректируют резистором R27, средних — резистором R28 В области высших частот АЧХ определяется постоянной времени цепи R29C4 Ток покоя транзисторов оконечного каскада устанавливают подстроечным резистором R24, луч в середину экрана (при среднем положении движка резистора R103) — подстроечным резистором R9.

Усиление рассматриваемого усилителя намеренно выбрано относительно небольшим (чувствительность осциллографа всего 20 мВ на деление, тогда как обычно этот параметр примерно в 10 раз лучше), что обусловлено неудовлетворительными характеристиками доступных полевых транзисторов, которые значительно и, главное, несогласованно изменяют свои параметры при колебаниях температуры.

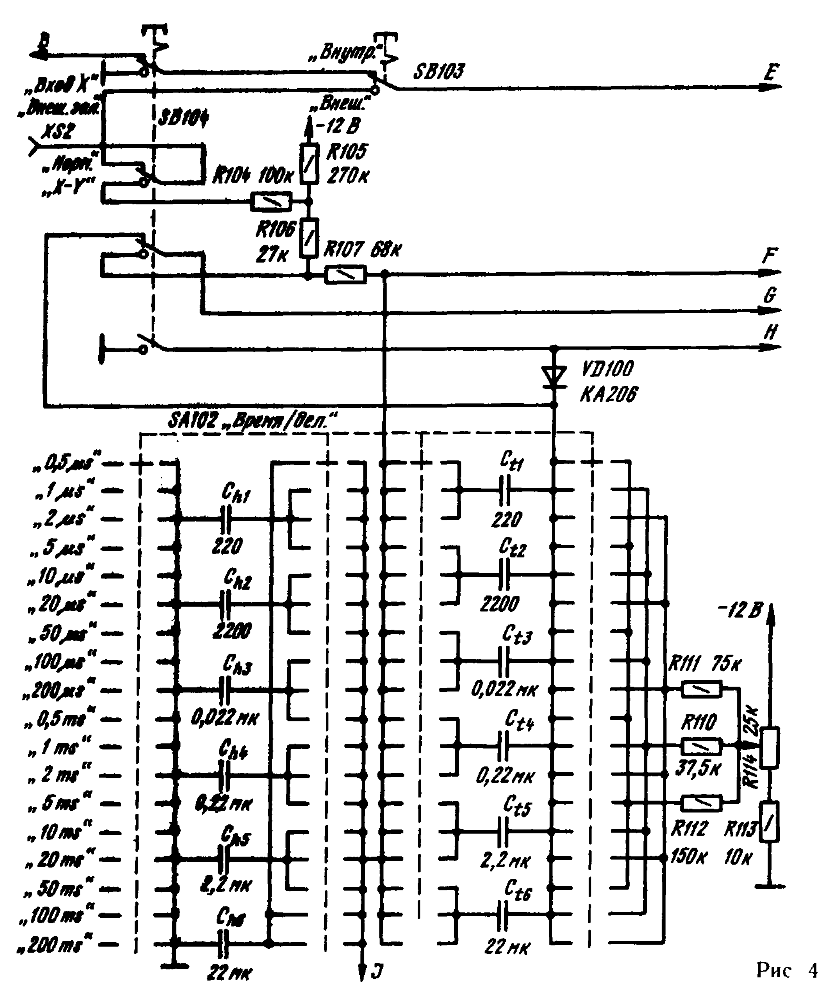
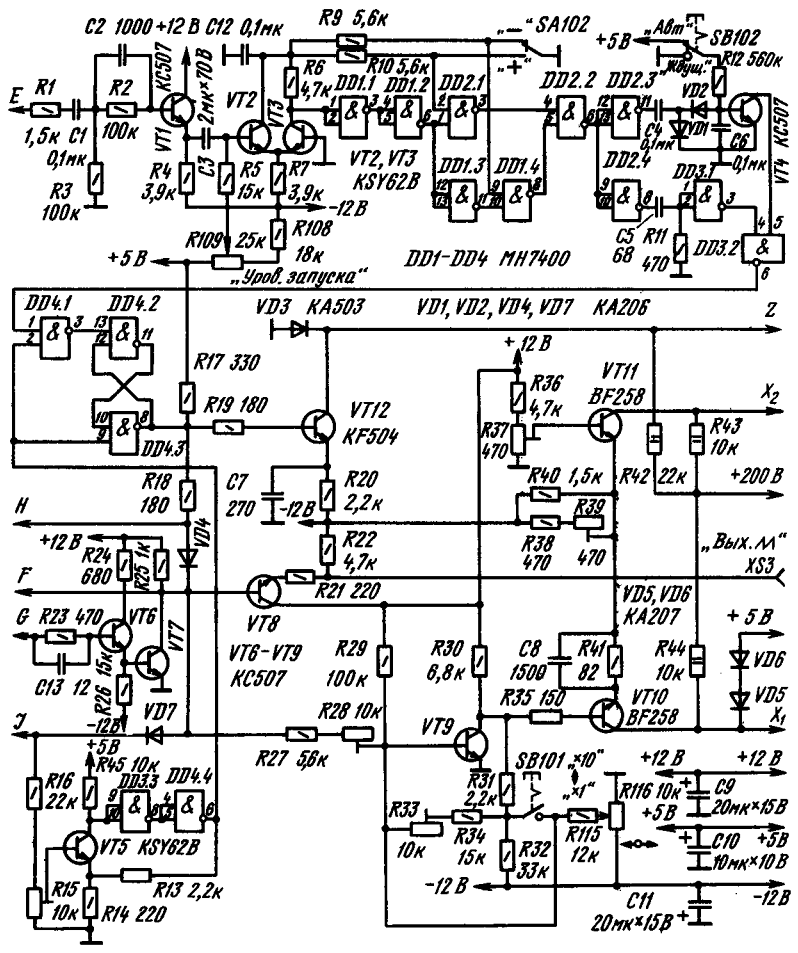


Рис 4

В состав генератора запускающих импульсов (рис. 4) входят компаратор на транзисторах VT1—VT3, триггер Шмитта на элементах DD1.1, DD1.2, переключатель полярности на элементах DD1.3, DD1.4, DD2.1—DD2.4 и устройство автоматического запуска генератора пилообразного напряжения на транзисторе VT4 и элементах DD3.1, DD3.2.

Внутренний или внешний (с гнезда XS2) синхронизирующий сигнал ограничивается в компараторе уровнем, зависящим от напряжения (в пределах —5...+5 В), снимаемого с движка переменного резистора R109. Из выходного сигнала компаратора триггер Шмитта формирует прямоугольные колебания с уровнями, необходимыми для работы следующих за ним устройств на элементах ТТЛ. Нужную полярность запускающих импульсов выбирают переключателем SA102.



Выходные импульсы элемента DD2.2 инвертируются инверторами DD2.3 и DD2.4 и поступают с первого из них на вход детектора импульсов (VD1, VD2, VT4), а с второго — на дифференцирующую цепь C5R11. Сформированные ею узкие запускающие импульсы, соответствующие по времени нарастанию или спаду синхронизирующего сигнала (в зависимости от положения переключателя SA102), поступают на один из входов элемента DD3.2. Другой его вход соединен с выходом детектора импульсов. При наличии синхронизирующего сигнала элемент DD3.2 независимо от положения переключателя SB102 формирует узкие запускающие импульсы, которые подводятся к элементу совпадения DD4.1 триггера генератора пилообразного напряжения. Если же синхронизирующего сигнала нет, то в режиме «Авт.» на выходе элемента DD3.2 постоянно присутствует напряжение логической 1, а в режиме «Ждущ.»— логического 0.

Интегратор Миллера, формирующий пилообразное напряжение развертки, образован инвертирующим усилителем на транзисторах VT6, VT7 набором интегрирующих конденсаторов C_{t1} — C_{t6} и зарядными резисторами R110—R113. Работой интегратора управляет RS-триггер на элементах DD4.2, DD4.3 и триггер Шмитта на транзисторе VT5 и элементах DD3.3 и DD4.4.

В исходном состоянии (луч в левой части экрана ЭЛТ) уровень напряжения на выходе RS-триггера (вывод 8 элемента DD4.3) соответствует логической 1. По этой причине диоды VD4 и VD100 открыты, подключенный к интегратору конденсатор замкнут накоротко, и напряжение на выходе устройства равно 0. С приходом запускающего импульса RS-триггер изменяет свое состояние, высокий уровень напряжения на его выходе сменяется низким, и напряжение на выходе интегратора начинает повышаться. Крутизна его нарастания зависит от емкости конденсатора C_t, сопротивления резистора R_t (R110—R112) и положения движка переменного резистора R114.

Одновременно через диод VD7 начинает заряжаться один из конденсаторов C_h. По достижении на нем напряжения заданного уровня триггер Шмитта срабатывает и RS-триггер возвращается в исходное состояние. В результате вновь открываются диоды VD4, VD100, и заряженный конденсатор C_t быстро разряжается. Одновременно, но несколько медленнее, разряжается через резисторы R15, R16 конденсатор C_h. И пока напряжение на нем не уменьшится до определенного уровня, ни триггер Шмитта, ни RS-триггер не изменяют своего состояния, поэтому никакой запускающий импульс не может нарушить нормальную работу генератора. Формирование следующего цикла нарастания напряжения начинается либо с приходом очередного запускающего импульса, либо (в отсутствие импульсов в режиме «Авт.») сразу после перехода RS-триггера в единичное состояние (низкий уровень на выходе элемента DD4.3).

Длительность развертки изменяют переключением конденсаторов C_{t1}—C_t, C_{h1}—C_{h6} и резисторов R110—R112.

Пилообразное напряжение на выходное гнездо XS3 подается через эмиттерный повторитель на транзисторе VT8.

При использовании инвертирующего усилителя для усиления отклоняющего сигнала коэффициент усиления определяется сопротивлением резистора R107. Делитель R105R106 создает напряжение смещения, необходимое для установки луча в центре экрана ЭЛТ.

Усилительный каскад на транзисторе VT12 усиливает выходные импульсы

RS-триггера до амплитуды 30 В. Диод VD3 защищает транзистор от пробоя при повышении напряжения —1 200 В.

Усилитель КГО состоит из каскада предварительного усиления на транзисторе VT9 и симметричного выходного каскада на транзисторах VT10, VT11. Ток покоя этих транзисторов устанавливают подстроечным резистором R39, чувствительность усилителя в целом — резистором R28, увеличения усиления точно в 10 раз при размыкании контактов выключателя SB101 добиваются резистором R33. Переменный резистор R116 служит для перемещения осциллограммы по горизонтали. Диоды VD5, VD6 препятствуют насыщению транзистора VT10, уменьшая, таким образом, задержку усилителем сигнала развертки.

Принципиальная схема источника питания осциллографа и цепей ЭЛТ показана на рис. 5. Напряжения +5, +12 и —12 В создаются с помощью выпрямления диодным мостом VD1—VD4 переменного напряжения обмоток II и III сетевого трансформатора T1. Конденсаторы C1, C2 уменьшают помехи радиовещательному приему в виде мультипликативного фона, возникающего при коммутации диодов в процессе выпрямления напряжения. С целью уменьшения пульсаций выходных напряжений в цепи питания стабилитронов VD9, VD10, VD15 включены П-образные RC-фильтры C5R1C7, C6R4C8 и C5R7C9.

Такие же фильтры применены и в источниках нестабилизированных напряжений +200 и —1 200 В. Резисторы R11 и R12, R13 и R14, R16—R18 выравнивают напряжения, приложенные к включенным последовательно оксидным конденсаторам C11 и C12, C13 и C14, C15—C17. Конденсаторы C3, C4 выполняют те же функции, что и конденсаторы C1, C2.

Яркость изображения на экране ЭЛТ регулируют переменным резистором R102, луч фокусируют переменным резистором R101, наиболее круглой формы светящегося пятна добиваются подстроечным резистором R10.

Подстроечный конденсатор C100 компенсирует взаимную паразитную емкость пластин горизонтального и вертикального отклонений ЭЛТ.

Светодиод VD101 — индикатор включения осциллографа в сеть.

Не зависящие от положения переключателя входного делителя выходные сопротивление и емкость осциллографа позволяют включать между ним и контролируемой цепью внешний делитель. Обычно коэффициент деления подобных устройств равен 1:10. Повышенное входное сопротивление делителя (10 МОм) при относительно небольшой входной емкости (около 15 пФ) дают возможность исследовать чувствительные к внешнему влиянию высокочастотные и импульсные цепи.

Принципиальная схема простого выносного делителя 1:10 для описываемого осциллографа ($R_{вх}$=1 МОм, $C_{вх}$=35 пФ) изображена на рис. 6. Делитель входного напряжения образуется из последовательной цепи резисторов R1—R3 и входного сопротивления осциллографа, шунтированных соответственно конденсатором C1 и входной емкостью прибора. Изменяя емкость конденсатора C1, можно добиться того, что вносимое делителем ослабление практически не будет зависеть от частоты во всем рабочем диапазоне.

Возможный вариант конструкции выносного делителя показан на рис. 7. Его корпус состоит из латунных переднего (4) и заднего (9) колец и припаянных к ним крышек 8, согнутых в виде желобков из луженой жести толщиной 0,3 мм. Диаметр корпуса —15, длина —80 мм. После сборки на него натянута поливинилхлоридная

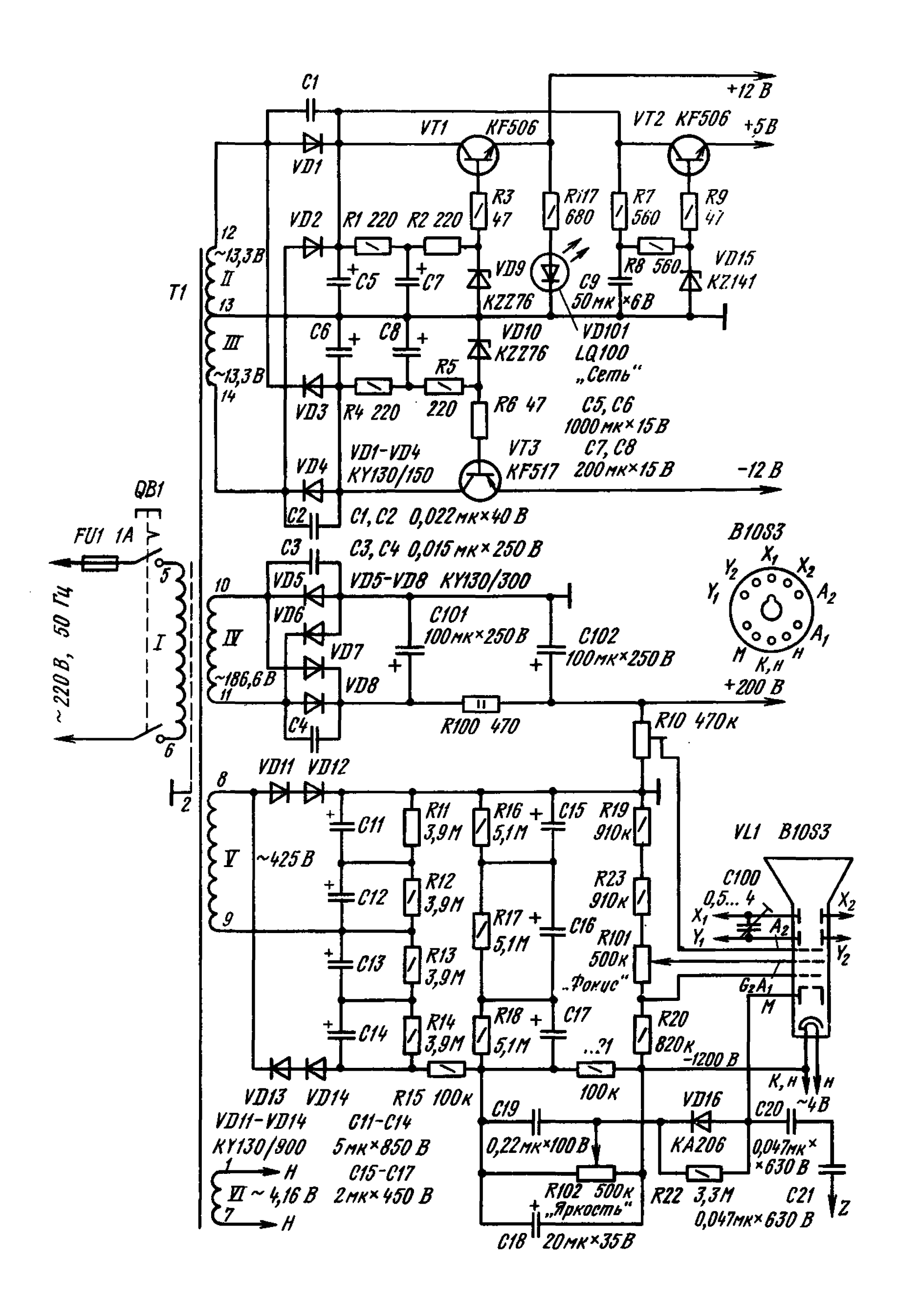


Рис. 5

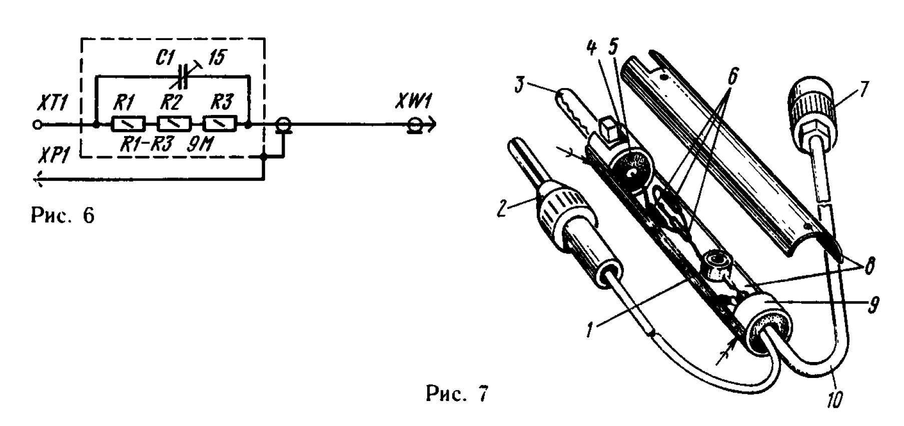


Рис. 6

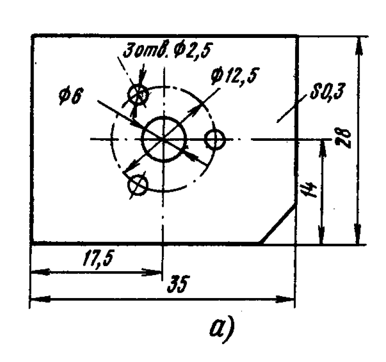
Рис. 7

трубка подходящего диаметра. С помощью изоляционной втулки 5 (стеклотекстолит, органическое стекло) в переднем кольце закреплен зажим типа «крокодил», в заднем — с помощью резинового кольца — коаксиальный кабель 10 с волновым сопротивлением 75 Ом, оканчивающийся вилкой коаксиального соединителя. Для того чтобы емкость конденсатора 1 (С1) получилась возможно меньшей, распределенная емкость кабеля должна быть возможно меньшей, а длина — не более 1 м. Оплетка кабеля и гибкий общий провод, оканчивающийся штепселем 2, припаяны к нижней (по рис. 7) крышке в одной точке.

Резисторы 6 (R1—R3) с одной стороны припаяны к зажиму 3, с другой — к выводу приклеенного к крышке 8 подстроечного конденсатора 1 (С1). Суммарное сопротивление резисторов не должно выходить за пределы 9 МОм ± 2%. Подстроечный конденсатор С1 — керамический.

Наиболее сложный в конструктивном отношении узел осциллографа — входной делитель (см. рис. 2), так как в нем неблагоприятно проявляется паразитная емкость между деталями звеньев: она вызывает появление на исследуемых прямоугольных колебаниях выбросов, которые невозможно устранить компенсирующими конденсаторами. Поэтому конструкция делителя и, в частности, используемого в нем переключателя, должна прежде всего обеспечить достаточно хорошее экранирование критичных к образованию паразитных связей цепей.

Для коммутации звеньев авторы применили доработанный галетный переключатель WK 533 44 (схожую конструкцию имеют отечественные переключатели ПГ2-4. — *Прим. ред.*). Доработка заключается в установке экранирующей перегородки, изъятии лишних подвижных контактов из первых двух секций и введении дополнительных контактов в остальные с таким расчетом, чтобы получилась схема коммутации, изображенная на рис. 2. Делается это так. Переключатель разбирают, экранирующую перегородку (рис. 8, *а*), изготовленную из луженой жести толщиной 0,3 мм, устанавливают на место снабженного внутренними зубцами пластмассового кольца третьей секции. Ротор этой секции удаляют. Подвижные контакты 1 (рис. 8, *б*), вводимые дополнительно к контактам 3, вставляют вместе с пружинами в отверстия, просверленные в роторах 4 четвертой и пятой секций. Во избежание замыканий между пружинами контактов 1 и металлическими ножом переключателя 5 между ними помещают отрезки капроновой лески 2 диаметром 0,8 мм, для чего в ноже выпиливают выемки такой же глубины.



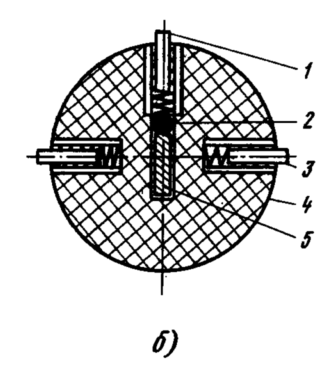


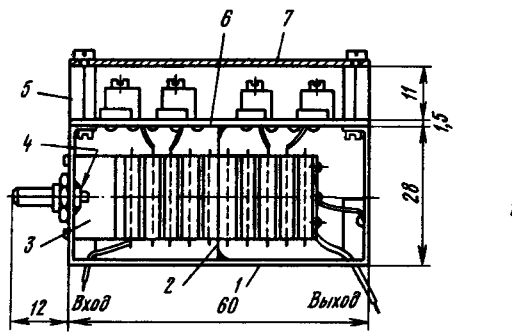
Рис. 8

При сборке добиваются соосности ножа и валика переключателя, после чего их соединяют пайкой. Резьбовые шпильки, крепящие секции переключателя к его корпусу, припаивают к металлической задней стенке, которую «заземляют».

Корпус входного делителя (рис. 9) состоит из П-образных основания 1 и крышки 7, согнутых из луженой жести толщиной 0,6 мм. Между собой они соединены винтами М2,5×5, ввинченными в резьбовые стойки 5. Переключатель 3 закреплен на основании гайкой, их задние стенки соединены одна с другой коротким проводом. Экранирующая перегородка 2 припаяна к основанию и фольге общего провода печатной платы 6 (рис. 10; *а* — чертеж платы, *б* — расположение элементов на ней), изготовленной из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. На полочках основания она закреплена теми же винтами, что и резьбовые стойки 5. Для крепления делителя к передней стенке осциллографа служат две гайки 4 (М2), припаянные к передней стенке основания с тыльной стороны.

Подстроечные конденсатора С2, С3, С5, С6 и т. д.— керамические диаметром 8 или 10 мм (можно использовать и любые другие керамические конденсаторы, важно лишь, чтобы они уместились в отведенных для них местах печатной платы.— (*Прим. ред.*).

Допускаемое отклонение сопротивлений резисторов R1—R8 от указанных на схеме номиналов не должно превышать ±1 %. При невозможности подбора резисторов с такой точностью из имеющихся в распоряжении экземпляров, рекомендуется подогнать (с помощью, например, цифрового омметра) сопротивление металлизированных резисторов ближайших меньших номиналов. Для этого с резистора



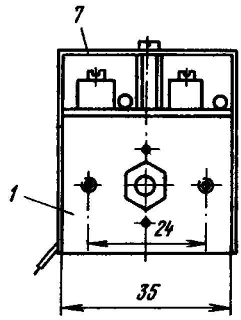


Рис. 9

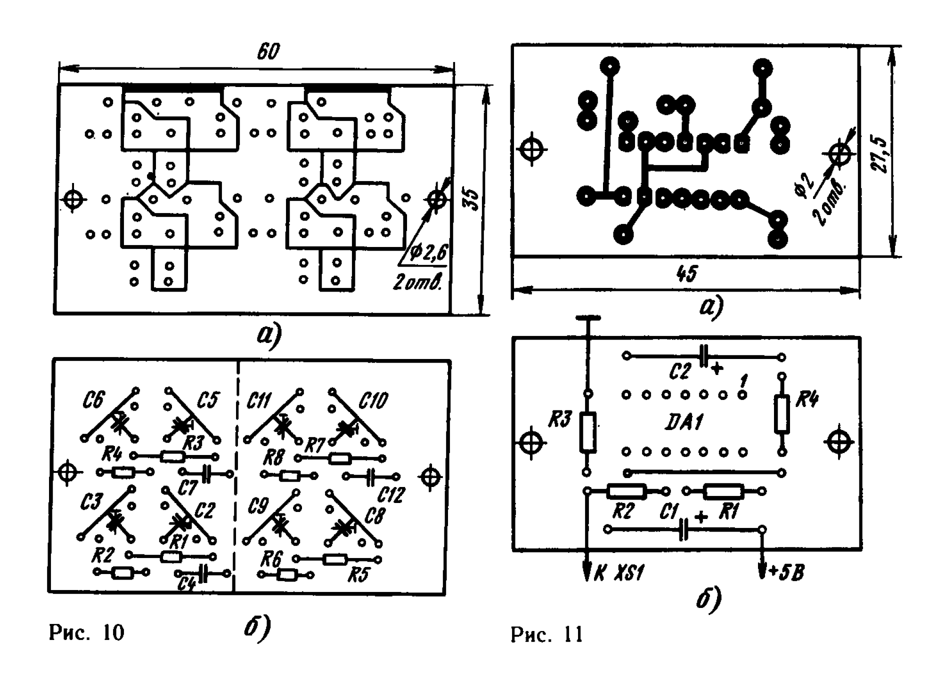


Рис. 10

Рис. 11

аккуратно удаляют защитный лак, подсоединяют его выводы к омметру и твердой школьной резинкой осторожно стирают токопроводящий слой до тех пор, пока сопротивление не войдет в заданные пределы. Остается покрыть этот слой защитным лаком, и нужный резистор готов.

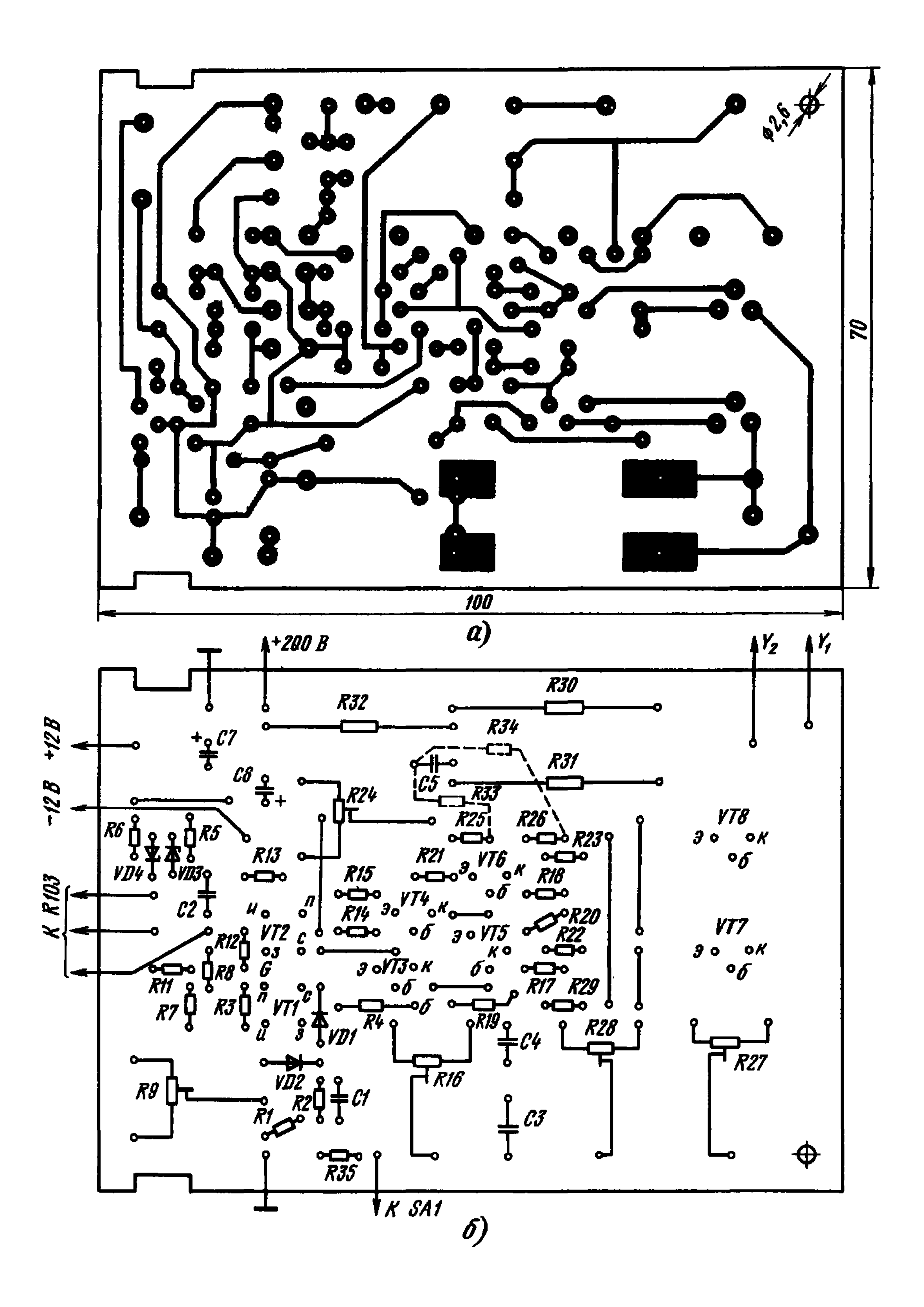
Этим же способом можно подогнать и сопротивления резисторов R2, R3 калибратора амплитуды, R1 усилителя КВО и R110—R112 устройства временно́й развертки (они тоже не должны отличаться от указанных на схеме более чем на ±1 %). Практически с такой же точностью (.1...2 %) должны быть подобраны и конденсаторы, C_{t1}—C_{t6}, C_{h1}—C_{h6}.

Конденсаторы С12 входного делителя, С1—С5 усилителя КВО, С1, С2, С4, С12, С13, C_{t1}, C_{h1} устройства временно́й развертки, С1, С2 источника питания — керамические, С4, С7 входного делителя и С10, С11 в цепи модулятора ЭЛТ — полистирольные. Переменные резисторы R101—R103, R109, R114, R116— группы А.

Следует учесть, что на каждом из выравнивающих резисторов R11—R14, R16—R18 падает напряжение более 200 В, поэтому использовать малогабаритные резисторы нельзя.

В устройстве развертки можно использовать переключатель и на меньшее число положений, например на двенадцать. В этом случае значения длительности развертки необходимо перерассчитать на кратные числам 1, 3, 16, 10 и расширить диапазон плавной регулировки переменным резистором R114, уменьшив сопротивление резистора R113.

Большинство деталей осциллографа смонтировано на печатных платах из фольгированного стеклотекстолита. Чертеж платы и расположение на ней деталей калибратора амплитуды показаны на рис. 11, усилителя КВО — на рис. 12, усилите-



ф2,6
70
100
а)
+200 В
Y2
Y1
R32
R30
+12 В
C7
R34
C5
R31
C8
R24
R33
-12 В
R25
R26
VT8
R6
R5
R23
R13
R21
VT6
VD4
VD3
R15
R18
C2
VT4
K R103
R14
R20
VT2
VT5
R22
R12
VT7
R11
R8
VT3
R17
R29
R7
R3
VT1
R4
R19
VD1
C4
R28
R27
VD2
R16
R9
C1
R2
R1
C3
R35
K SA1
б)

Рис. 12

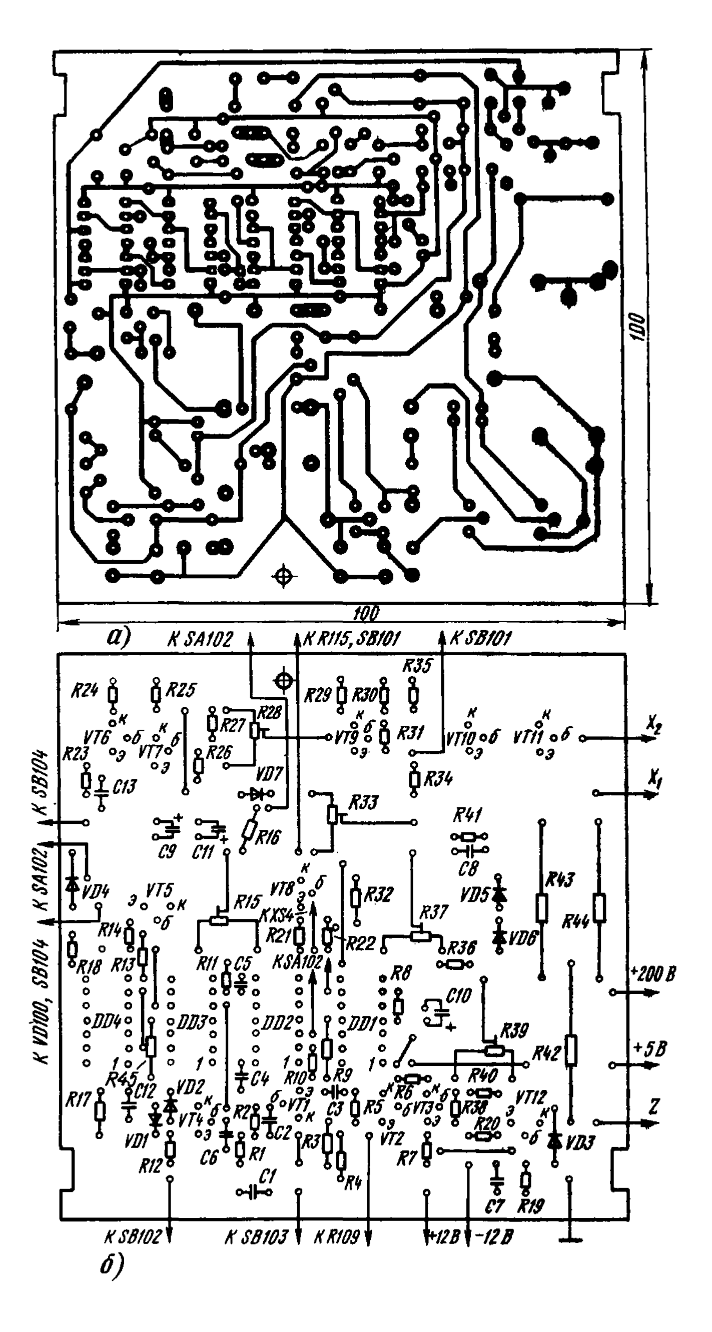


Рис. 13

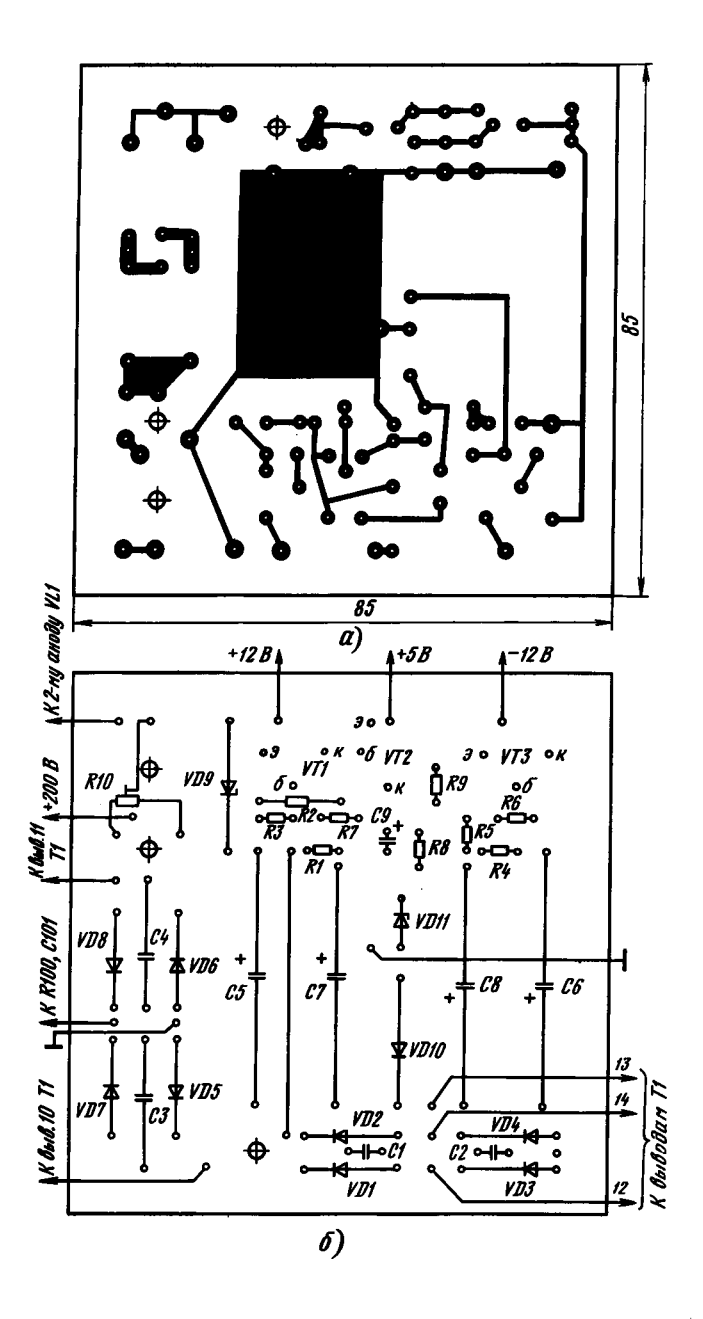
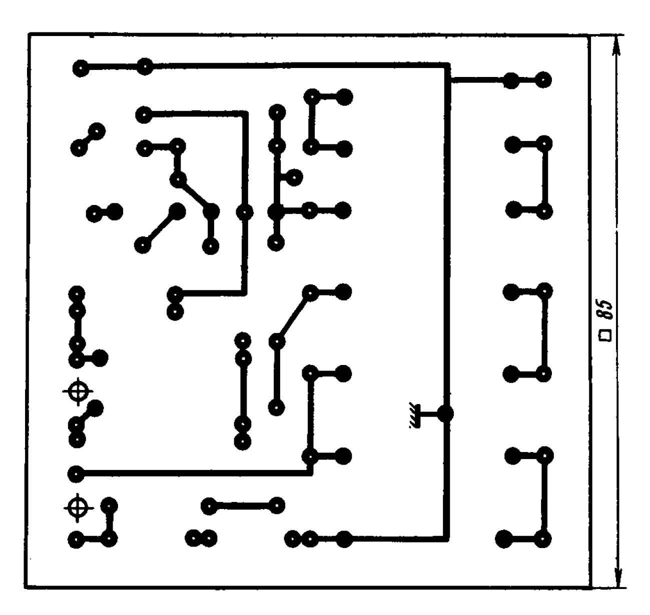

85
85
а)
+12 В
+5В
−12 В
К 2-му аноду VL1
+200 В
К выв.11 Т1
К R100, С101
К выв.10 Т1
R10
VD9
VT1
VT2
VT3
R9
R6
R2
R3
R7
C9
R8
R5
R1
R4
VD11
VD8
C4
VD6
C5
C7
C8
C6
VD10
VD7
C3
VD5
VD2
VD4
C1
C2
VD1
VD3
13
14
12
К выводам Т1
б)

Рис. 14


□ 85

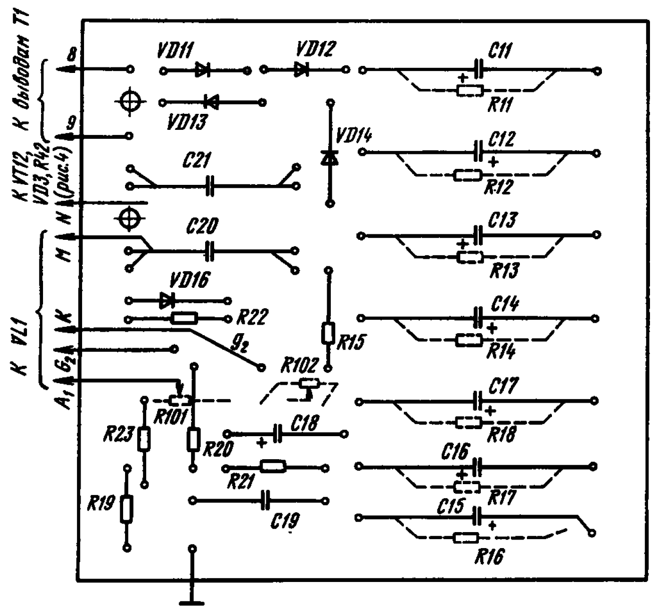

К выводам T1
8
9
К VT12, VD3, R42 (рис.4)
N
M
K
К VL1
G2
A1
VD11
VD12
VD13
VD14
VD16
C11
R11
C12
R12
C13
R13
C14
R14
C17
R18
C16
R17
C15
R16
C21
C20
R22
g2
R15
R102
R101
R23
R20
C18
R21
C19
R19

Рис. 15

ля КГО и узлов временно́й развертки — на рис. 13. Источник питания размещен на двух печатных платах: на одной из них (рис. 14) смонтированы источники напряжений +5, +12, −12 и +200 В, на другой (рис. 15) — источника напряжения +1 200 В.

Транзисторы VT1, VT2 усилителя КВО и регулирующие транзисторы VT1—VT3 стабилизаторов напряжения источника питания подключены с помощью панелек. В первом случае это обусловлено необходимостью подбора полевых транзисторов в уже собранном осциллографе, во втором — возможным выходом транзисторов из строя при налаживании, так как для упрощения источника питания авторы отказались от введения устройств защиты стабилизаторов от перегрузок. С помощью панелек подключены и все цифровые интегральные микросхемы.

Трансформатор питания T1 намотан на магнитопроводе EI32×25 из ориентированных пермаллоевых пластин толщиной 0,Ю5 мм. Обмотка I содержит 1200 витков провода ПЭВ-1 0,28, обмотки II, III и IV — соответственно 80, 80 и 1200 витков провода ПЭВ-1 0,2, обмотка V —2550 витков ПЭВ-1 0,1, обмотка VI—25 витков ПЭВ-1 0,67. Электростатический экран между сетевой и остальными обмотками —1,5 витка медной фольги, обернутой лакотканью толщиной 0,2 мм. Между обмотками IV и V проложены три слоя такой же лакоткани, между остальными — один слой. Межслойная изоляция в обмотках — трансформаторная бумага толщиной 0,05 мм.

Для лучшего охлаждения резисторы R30, R31 усилителя КВО и R43, R44 усилителя КГО установлены на расстоянии 8 мм от печатных плат, а транзисторы VT7, VT8 первого из них и VT10, VT11 второго снабжены теплоотводами, согнутыми из дюралюминия или латуни, как показано на рис. 16. Зазоры между корпусами транзисторов и теплоотводами заполнены силиконовой смазкой.

Внешний вид осциллографа показан на рис. 17, устройство его корпуса и размещение деталей в нем — на рис. 18. Корпус состоит из дюралюминиевых передней (12) и задней (4) панелей, привинченных винтами 3 (М4×10) к четырем стяжкам 2 из такого же материала. К ним же прикреплена стенка 1, а к ней и передней панели 12— перегородка 16 (обе из твердого алюминиевого сплава), делящие нижнюю часть осциллографа на три экранированных отсека. Чертежи передней и задней панелей прибора показаны соответственно на рис. 19 и 20, стяжки 2— на рис. 21, стенки 1 и перегородки 16— соответственно на рис. 22 и 23.

Готовая передняя панель корпуса осциллографа отшлифована мелкозернистой наждачной бумагой, протравлена в щелочи и окрашена матовой черной краской. Надписи, поясняющие назначение органов управления и присоединения, выполнены переводным шрифтом (белым по черному и черным по белому).

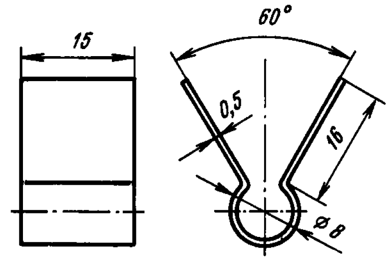


Рис. 16

Рис. 18

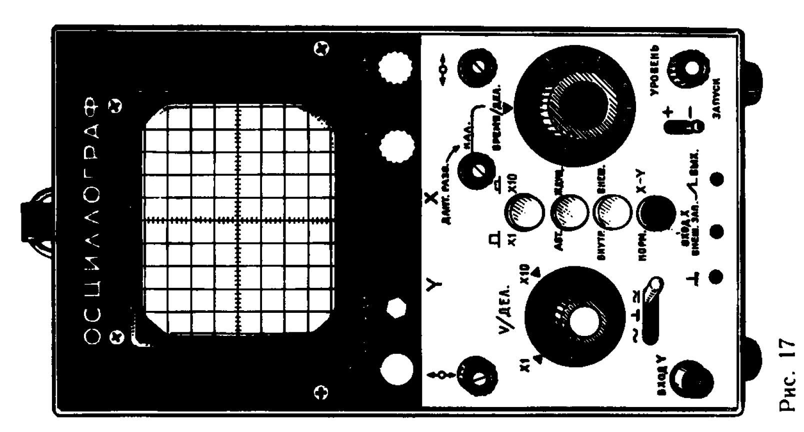

ОСЦИЛЛОГРАФ
X
Y
V/ДЕЛ.
ВРЕМЯ/ДЕЛ.
УРОВЕНЬ
ЗАПУСК
ВХОД Y
ВХОД X
X-Y

Рис. 17

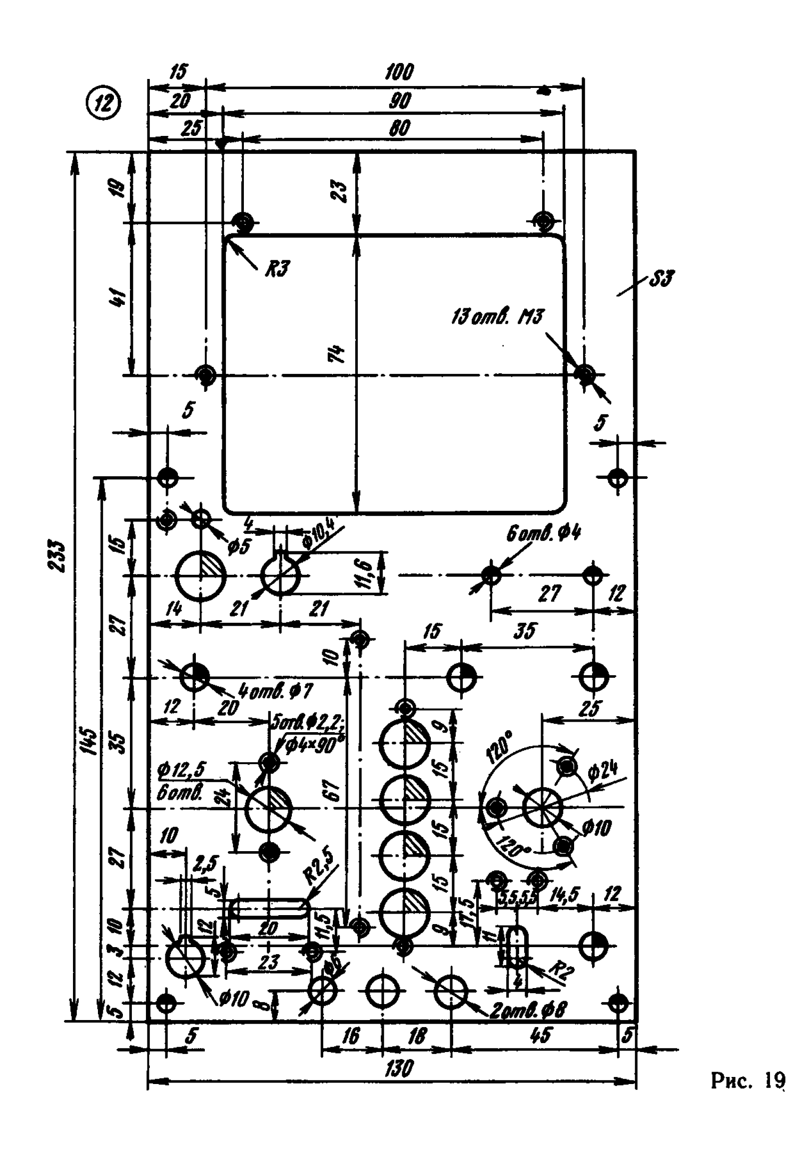


Рис. 19

Днище и верхняя П-образная крышка изготовлены из твердого алюминиевого сплава толщиной 1,5 мм. Для охлаждения нагревающихся деталей осциллографа в днище просверлены вентиляционные отверстия, а для того чтобы между ней и плоскостью стола всегда было достаточное расстояние, привинчены резиновые ножки соответствующей высоты. Крышка оклеена искусственной кожей и снабжена ручкой для переноски осциллографа. Под ручкой вырезано вентиляционное отверстие размерами 100×60 мм, закрытое металлической сеткой. Днище и крышка привинчены винтами М3×5 к нижним стяжкам корпуса.

Рис. 20

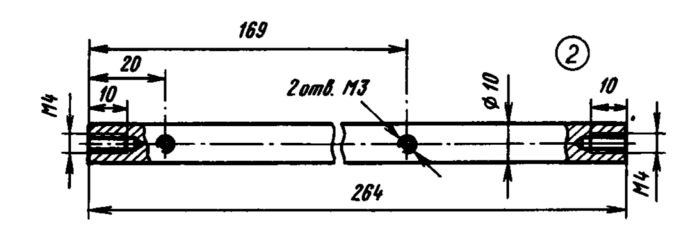


Рис. 21

Рис. 22

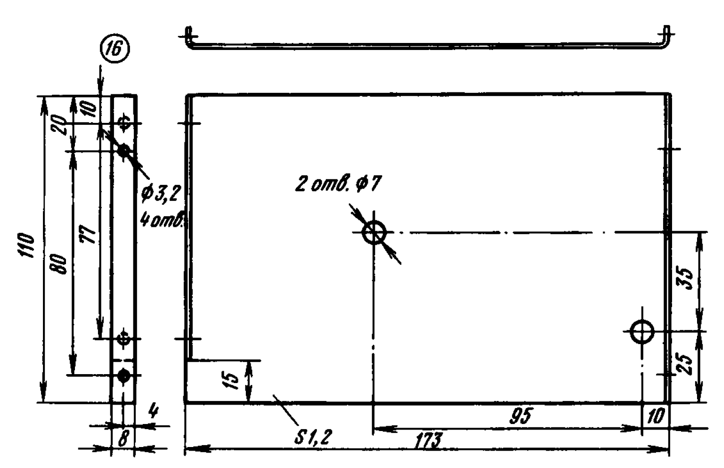


Рис. 23

Электроннолучевая трубка помещена в кожух 9, сваренный точечной сваркой из пермаллоя толщиной 0,5 мм с последующей термической обработкой. В переднюю (по рис. 18— правую) часть кожуха вклеено фетровое кольцо, в которое и вставлена прилежащая к экрану часть колбы ЭЛТ. Пластмассовый цоколь ЭЛТ удерживается стальным хомутиком, впаянным в заднюю часть кожуха и оклееным тонким фетром.

Кожух с ЭЛТ вставлен в корпус осциллографа сверху. Спереди он уложен на скобу 13, согнутую из стальной ленты толщиной 0,5 мм и привинченную к верхним стяжкам, сзади, на стенку 1. К скобе кожух прижат пружиной из стальной проволоки, к стенке — кожаным ремнем 11, привинченным к закрепленным на ней по обе стороны резьбовым дюралюминиевым стойкам 10. Отверстие в задней панели для цоколя ЭЛТ закрыто пластмассовой крышкой, окно для ее экрана в передней панели — пластиной из прозрачного органического стекла толщиной 3 мм. Изнутри с помощью самоклеящейся ленты к пластине приклеен позитив с растром, показанным на рис. 24, накрытый зелено-голубой прозрачной пленкой, повышающей контрастность изображения. Над экраном в передней панели предусмотрены два резьбовых отверстия М3 под винты для подвешивания тубуса, защищающего экран от нежелательной боковой засветки.

Под кожухом ЭЛТ, слева от перегородки 16 (если смотреть на осциллограф спереди), размещены входной делитель 15, усилитель КВО и амплитудный калибратор 14, справа — устройство временной развертки с усилителем КГО. Выступы печатных плат усилителя КВО и устройства временной развертки с усилителем КГО вставлены в специальные U-образные держатели, закрепленные на перегородке, и могут поворачиваться на угол около 90°. В рабочем положении платы привинчены к резьбовым стойкам, которые также закреплены на перегородке. Расстояние между последней и платой усилителя КВО —11, между ней и платой устройства развертки —43 мм (здесь установлены фильтрующие конденсаторы С101, С102).

В нижней части заднего отсека корпуса установлен трансформатор питания 5, над ним — пластмассовые направляющие 7 П-образной формы, в которые вдвинуты печатные платы источника питания 6 и 8. Выше их, в отверстиях стенки 1, закреплены переменные резисторы R101, R102 (их втулки и гайки изолированы от нее) и кнопочный выключатель питания, а в отверстиях задней панели 4— держатель предохранителя и сетевой провод.

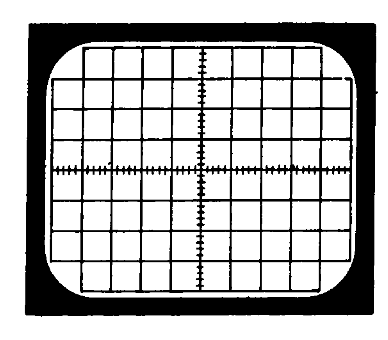
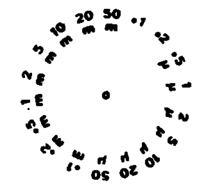


Рис. 24



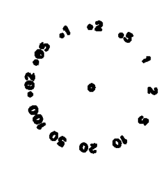


Рис. 25

Выключатель питания соединен с кнопкой на передней панели штоком, изготовленным из металлического прутка диаметром 4 мм. Такой же диаметр имеют и текстолитовые валики-удлинители осей переменных резисторов R101, R102.

Светодиод VD101 с резистором R117 смонтирован на миниатюрной (15×10 мм) печатной плате, закрепленной на передней панели 12 с помощью винта и резьбовой стойки.

Переменные резисторы R103, R108, R114, R116 закреплены своими гайками непосредственно на передней панели, входной делитель и переключатель длительности развертки привинчены к ней винтами М2×6 с потайной головкой. Ручки двух последних органов управления снабжены лимбами (рис. 25), изготовленными фотоспособом.

Кнопочный переключатель SB101—SB104 с независимой фиксацией кнопок прикреплен к передней панели с помощью винтов и резьбовых стоек, переключатель SA102 (миниатюрный тумблер) вклеен в дюралюминиевую призму, привинченную к панели сзади, переключатель SA100 (тумблер на три положения) закреплен с помощью кронштейна (при возможности его желательно заменить движковым переключателем). Коаксиальное гнездо XW1— марки ENC с волновым сопротивлением 50 Ом.

Для подбора деталей и налаживания осциллографа достаточно моста RLC, генератора импульсов (подойдет и простейшее устройство на микросхемах TTL) и вольтметра с высоким входным сопротивлением. Естественно, при наличии хорошего осциллографа, цифрового мультиметра и цифрового измерителя емкости работа значительно ускорится.

Налаживание начинают с проверки источника питания. При исправных деталях и отсутствии ошибок в монтаже все выходные напряжения не должны отличаться от указанных на схеме более чем на ±10 %. Убедившись в этом, проверяют работоспособность временно́й развертки, усилителей КВО и КГО, входного делителя и калибратора амплитуды.

Регулировка устройства временно́й развертки сводится к установке (подстроечным резистором R15) размаха пилообразного напряжения, равного 8 В. Если нет осциллографа, можно ограничиться приблизительной оценкой размаха измерением вольтметром с высоким входным сопротивлением напряжения на коллекторе транзистора VT7 при максимальной длительности развертки.

Для регулировки усилителя КГО переключатели SA101 и SB101 устанавливают соответственно в положение «1 мс» и «×1», переводят переменный резистор R114 в верхнее (по рис. 4) положение и, подав на входное гнездо XW1 переменное напряжение образцовой частоты 1 кГц, подстроечным резистором R28 добиваются того, чтобы период колебаний занял точно пять делений в середине экрана ЭЛТ. Затем переключатель SB101 переводят в положение «×10», повышают частоту измерительного сигнала до 10 кГц и того же результата добиваются подстроечным резистором R33.

Ток покоя транзисторов оконечного каскада усилителя КГО устанавливают подстроечным резистором R39, стремясь к тому, чтобы линия развертки на экране ЭЛТ стала максимально длинной и не расширялась на краях.

В заключение необходимо добиться того, чтобы при размыкании контактов кнопки SB101 (переводе ее из положения «×1» в положение «×10») средняя точка линии развертки оставалась на месте. В положении кнопки «×1» ее сдвигают в

центр экрана подстроечным резистором R37, в положении «×10» — переменным резистором R116. При необходимости эти операции повторяют несколько раз. Это относится и ко всем остальным регулировкам: из-за непосредственной (гальванической) связи между узлами регулировки могут взаимно влиять, поэтому все описанные выше операции также необходимо повторить несколько раз.

Налаживание усилителя КВО начинают с подбора полевых транзисторов первого каскада. Для работы в усилителе отбирают вначале экземпляры с напряжением $U_{ЗИ}$ в пределах 0...3 В (измеряют между истоком транзистора и общим проводом), а из них — два таких, у которых это напряжение примерно одинаково (допускается различие не более 0,5 В). После этого определяют температурный дрейф — смещение луча (вернее, расфокусированного — во избежание прожога люминофора — пятна) за 30 мин, считая с момента включения осциллографа. Приемлемым можно считать смещение луча менее 10 мм.

Далее плату усилителя устанавливают на место, переводят переключатель SA100 и движок переменного резистора R103 в среднее положение и подстроечным резистором R9 перемещают луч в середину экрана ЭЛТ. Затем подстроечным резистором R24 устанавливают на коллекторах транзисторов VT7, VT8 напряжение 100 В и переходят к регулировке АЧХ. Для этого переключатели SA100 и SA1 входного делителя переводят соответственно в положения «～» и «20 мВ/дел.», подают на входное гнездо XW1 прямоугольные импульсы с частотой следования 0,1... 1 МГц и попеременным поворотом движков резисторов R27 и R28 добиваются неискаженного изображения импульсов на экране (без выбросов и с возможно более крутыми фронтом и спадом).

Заканчивают налаживание усилителя КВО калибровкой, однако прежде калибруют выходное напряжение самого калибратора амплитуды. Для этого к выходу калибратора подключают вольтметр с относительным входным сопротивлением не менее 20 кОм/В и определяют разность его показаний при подаче на входы элемента DD1.1 напряжения +5 В и соединении их с общим проводом. Если эта разность не равна точно 1 В, подбирают сопротивление одного из резисторов R2, R3. Лучше всего это делать, шунтируя его резистором большего сопротивления.

Затем выход калибратора соединяют с гнездом XW1, входной делитель устанавливают в положение «200 мВ/дел.» и подстроечным резистором R16 добиваются того, чтобы амплитуда прямоугольных импульсов на экране ЭЛТ стала равной точно пяти делениям.

Последним регулируют входной делитель. Установив его переключатель в положение «50 мВ/дел.», подают на вход прямоугольные импульсы с частотой следования 1 кГц и подбирают такую емкость подстроечного конденсатора C8, при которой фронты и спады импульсов наименее искажены. Затем такого же результата добиваются, последовательно переводя переключатель в положения «100 мВ/дел.» (конденсатором C10), «0,2 В/дел.» (C2) и «2 В/дел.» (C5).

Далее выравнивают входную емкость осциллографа. Проще всего это сделать, непосредственно измеряя ее измерителем емкости. Задача в этом случае сводится к измерению входной емкости в положении «20 мВ/дел.» и последующей установке такого же значения в положениях «50 мВ/дел.» (подстроечным конденсатором C9), «100 мВ/дел.» (C11), «0,2 В/дел.» (C3) и «2 В/дел.» (C6). Следует учесть, что для этих измерений пригоден только прибор с прикладываемым к измеряемой емкости напряжением не более нескольких вольт. Если же такого прибора

нет, то, установив переключатель входного делителя в положение «20 мВ/дел.», через выносной делитель 1:10 подают от генератора на вход осциллографа прямоугольные импульсы. Добившись подстроечным конденсатором выносного делителя минимальных искажений фронтов и спадов импульсов на экране ЭЛТ, последовательно переключают входной делитель в положения «50 мВ/дел», «100 мВ/дел.», «0,2 В/дел.», «2 В/дел.» и той же цели добиваются подстроечными конденсаторами С9, С11, С3 и С6. Частоту следования импульсов подбирают такой, чтобы искажения их формы до регулировки были хорошо видны.

В заключение добиваются максимально круглой формы луча ЭЛТ и компенсируют взаимную емкость пластин горизонтального и вертикального отклонений луча. Первую из этих регулировок выполняют подстроечным резистором R10 источника питания при несколько расфокусированном (с целью увеличения диаметра светящегося пятна) луче. Затем на вход осциллографа подают прямоугольное напряжение частотой 1 МГц и включает развертку нажатием на кнопку SB104. В идеальном случае, т. е. при отсутствии паразитной емкости между названными пластинами, на экране ЭЛТ должен был бы наблюдаться отрезок прямой вертикальной линии. Однако, поскольку такая емкость существует, вместо прямой линии на экране обычно наблюдается некая фигура, напоминающая цифру 8. Задача заключается в том, чтобы насколько возможно уменьшить площадь этой фигуры подстроечным конденсатором С100.

При работе с осциллографом необходимо помнить, что чувствительность в вольтах на деление, устанавливаемая переключателем SA1, соответствует истинной (конечно, с учетом погрешности) только при подаче исследуемого сигнала непосредственно на его вход. Если же сигнал поступает через выносной делитель, значение чувствительности, установленное переключателем, необходимо умножить на 10.

Длительность развертки, установленная с помощью переключателя SA101, соответствует истинной только при нахождении движка переменного резистора R114 («Длительность развертки плавно») в крайнем верхнем (по схеме, показанной на рис. 4), а выключателя SB101— в нижнем (также по схеме) положениях. Перемещением движка резистора R114 в противоположную сторону длительность развертки можно уменьшить примерно в 3 раза.

Следует также помнить, что применение «временно́й лупы» (SB101) ограничено малой яркостью луча в этом режиме работы, а из-за недостаточно широкой полосы пропускания усилителя КГО пользование ею при длительности развертки менее 1...2 мкс на деление (практически, в первых двух положениях переключателя SA101) невозможно.

УДК 621.396.61

АППАРАТУРА РАДИОУПРАВЛЕНИЯ МОДЕЛЯМИ

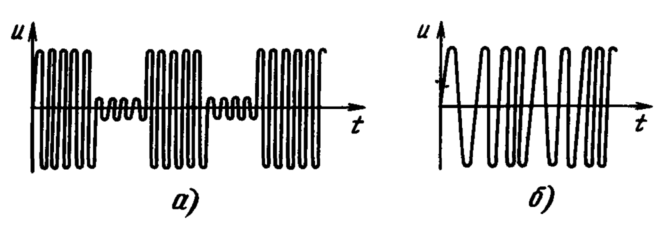
Я. Минарек (ЧСФР)

Прежде чем описывать предлагаемую вниманию читателей аппаратуру радиоуправления моделями, напомним некоторые понятия, а также сравним свойства и параметры используемых для кодирования управляющей информации амплитудой (АМ) и частотной (ЧМ) модуляций. Принцип АМ предельно прост: радиочастотный (РЧ) сигнал модулируется импульсным сигналом звуковой частоты (рис. 1, *а*), для чего в передатчике с частотой следования импульсов выключается питание либо задающего генератора, либо селектора, либо, наконец, оконечного каскада. Глубина модуляции при этом колеблется от 80 до 100 %.

Информация о выключении соответствующего узла в передатчике выделяется в приемнике диодным или транзисторным детектором. При передаче подобных АМ сигналов важно сформировать фронты и спады импульсов так, чтобы сигнал содержал минимальное число гармонических составляющих. В этом случае ширина полосы подводимого к антенне сигнала будет относительно узкой, и передатчик можно будет использовать при интервале между каналами связи 10 кГц. Амплитудная модуляция сформированными таким способом импульсами получила название SSM (по первым буквам слов «Sinus Schmalband Modulation» — узкополосная синусоидальная модуляция). SSM используется в большинстве систем радиоуправления фирмы «Sinprop», в системе C427SSM фирмы «Grundig» и др.

Не останавливаясь на теории образования боковых полос при АМ (она известна из курса радиотехники), заметим, что информация для приемника содержится исключительно в этих полосах. А это значит, что любая другая несущая (например, мешающего передатчика) может стать источником неверной информации, если ее частота окажется в полосе пропускания усилителя промежуточной частоты (ПЧ) приемника. Уровень помехи после детектирования определяется отношением амплитуд первоначальных сигналов. Один из основных параметров АМ приемника — избирательность.

Узкополосная ЧМ более сложна в реализации. При ней с частотой следования модулирующих импульсов изменяется частота задающего генератора передатчика (рис. 1, *б*). Демодулятор приемника реагирует только на изменение частоты,



амплитуда сигнала до детектора ограничивается, поэтому случайная АМ подавляется. Благодаря этому ЧМ приемник более устойчив к помехам, чем АМ приемник. Его усилитель ПЧ может иметь значительно большее усиление (при ЧМ обычно применяют до пяти усилительных каскадов, в то время как при АМ — не более двух), поэтому он более чувствителен и при одинаковой мощности передатчика может обеспечить надежную связь на большем расстоянии, чем при использовании АМ. Благодаря большому усилению и ограничению сигнала в тракте ПЧ, ЧМ приемник не реагирует на увеличение расстояния от передатчика до тех пор, пока принимаемый сигнал не уменьшится настолько, что нарушится нормальная работа ограничителя.

При ЧМ девиация частоты прямо пропорциональна амплитуде модулирующего импульса. Отношение полезного сигнала к мешающему и здесь определяется отношением их амплитуд. Следует учитывать также интервал между несущими частотами и девиацию частоты. Устойчивость ЧМ системы радиоуправления к помехам зависит, таким образом, от отношения девиации частоты к ширине полосы пропускания усилителя ПЧ (она повышается с увеличением девиации и уменьшением ширины полосы). Сравнение действия помех при немодулированной несущей одинаковой частоты показало, что, например, при девиации 1,6 кГц и ширине полосы 4 кГц ЧМ приемник в 1,67 раза более устойчив к помехам, чем АМ приемник, кроме того, он в 1,6 раза более устойчив к пульсациям и в 1,65 раза — к импульсным помехам.

Из сказанного можно сделать вывод, что в наиболее неблагоприятном случае ЧМ приемник в 2 раза более устойчив к помехам, чем АМ приемник. А если еще принять во внимание и мощность передатчика, можно сказать, что устойчивость к помехам при использовании ЧМ в 4 раза больше, чем при АМ.

Как показали испытания, наименьшее мешающее действие (определялось по интенсивности электромагнитного поля) оказывают ЧМ передатчики. Утверждение, что АМ передатчик мешает АМ приемнику больше, чем ЧМ приемнику, не соответствует действительности. Обычный АМ передатчик одинаково мешает как АМ, так и ЧМ приемнику, а даже больше, чем ЧМ передатчик такой же мощности. Поэтому для радиоуправления целесообразно применять только аппаратуту, в которой используется ЧМ, несмотря, на то, что в отведенных для этой цели диапазонах частот нельзя получить полосу у́же 10 кГц (дальнейшее сужение полосы приводит к ухудшению надежности передачи информации).

Надежность радиоуправления можно повысить еще и с помощью кодово-импульсной модуляции (КИМ). Напомним кратко о различиях КИМ и обычно используемой в настоящее время фазо-импульсной модуляции (ФИМ). При использовании последней положение рычагов управления кодируют последовательностью импульсов (рис. 2), которые изменяют свое положение относительно синхронизи-

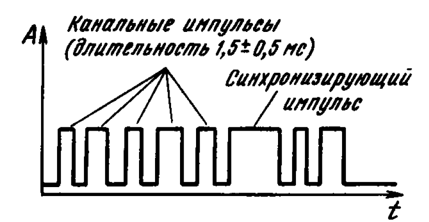


Рис. 2

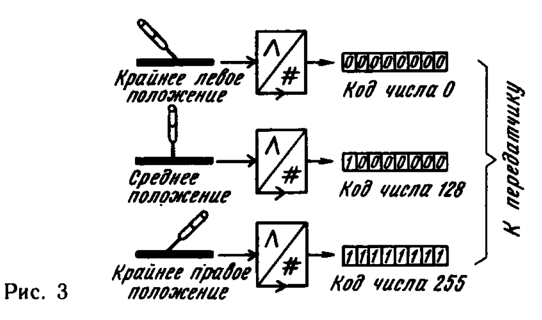


Рис. 3

рующего импульса. При КИМ положение рычагов управления чаще всего кодируют с помощью восьмибитовых слов (рис. 3). Для кодирования всего хода рычага (из одного крайнего положения в другое) достаточно 255 таких слов:

Кодируемая (аналоговая) величина	Двоичное число	Кодируемая (аналоговая) величина	Двоичное число
0	00000000	.	
1	01100100	.	
2	00000010	100	01100100
3	00000011	.	.
4	00000100	.	.
5	00000101	.	.
6	00000110	200	11001000
7	00000111	.	.
8	00001000	.	.
9	00001001	.	.
10	00001010	255	11111111

Структурная схема кодера КИМ на основе микропроцессора изображена на рис. 4. Аналоговые величины напряжений, вводимых с помощью переменных резисторов R1— R7 (их движки механически связаны с рычагами управления), поочередно подаются через мультиплексор A1 на вход усилителя A2. Усиленный им сигнал преобразуется в двоичный код аналого-цифровым преобразователем (АЦП) U1. Полученные в результате восьмибитовые слова обрабатываются кодером КИМ, выполненным на базе микропроцессора U2. Последний управляет работой мультиплексора A1 и АЦП U1. Программа, по которой он работает, заложена в постоянное запоминающее устройство (ПЗУ), являющееся его составной частью.

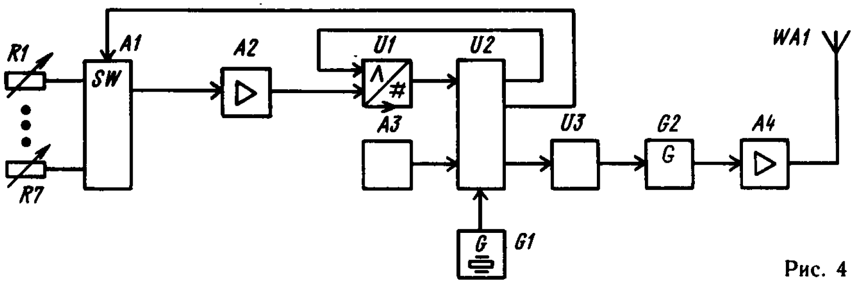


Рис. 4

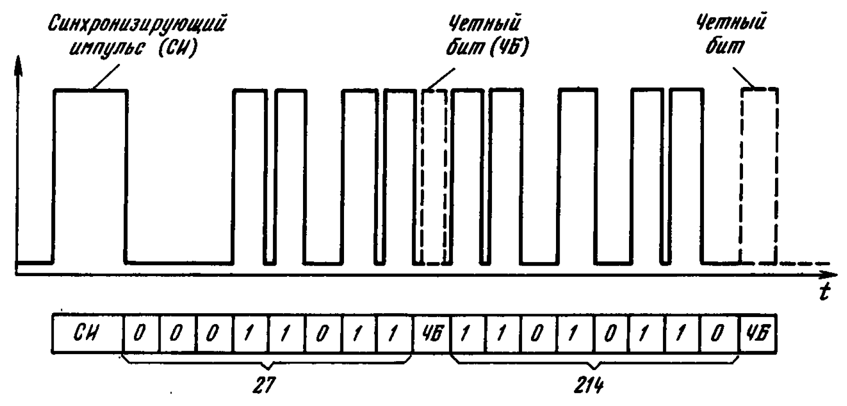


Рис. 5

Закодированный сигнал (рис. 5) обрабатывается формирователем U3 и поступает в задающий генератор G2, где модулирует колебания РЧ. Усиленный усилителем А4 модулированный сигнал подводится к антенне WA1 и излучается ею в пространство.

В приемнике (рис. 6) дринятый антенной WA1 сигнал поступает на вход смесителя U1, где смешивается с колебаниями гетеродина G1. Напряжение ПЧ усиливается усилителем А1 и подводится к частотному детектору U2. Выделенный им сигнал КИМ обрабатывается формирователем U3, после чего поступает в декодер U4, где превращается в сигналы управления сервомеханизмами модели. Устройство управления А2 позволяет выбрать паритет (четный или нечетный), перейти на запасной режим (при нарушении электрических соединений в модели), установить предельные положения сервомеханизмов и т. д.

В этой статье речь пойдет об аппаратуре радиоуправления с использованием узкополосной ЧМ. Для ее настройки потребуются широкополосный (0...50 МГц) осциллограф, например ВМ464, частотомер, способный измерять частоту до 50 МГц (например, ВМ526), индикатор РЧ поля с верхней граничной частотой 42 МГц и измеритель RLC (например, ВМ509). (При постройке аппаратуры на диапазон 27,12 МГц рабочий диапазон названной измерительной аппаратуры может быть ограничен частотой 30 МГц. — *Прим. ред.*).

Предлагаемый вниманию моделистов передатчик с узкополосной ЧМ предназначен для работы в диапазоне 40,68 МГц (27,12 МГц)*. Подводимая к антенне мощность РЧ —500...700 мВт (в зависимости от транзистора, примененного в оконечном каскаде). Число управляемых механизмов — шесть, но его можно увеличить до восьми. Источником питания передатчика служит аккумуляторная батарея напряжением 12 В, потребляемый ток —120...180 мА (зависит от излучаемой мощности РЧ).

* В СССР для радиоуправления моделями отведен только один диапазон — 27,12 МГц. При мощности радиопередатчика более 10 мВт необходимо получить разрешение Государственной инспекции электросвязи (Прим. ред.).

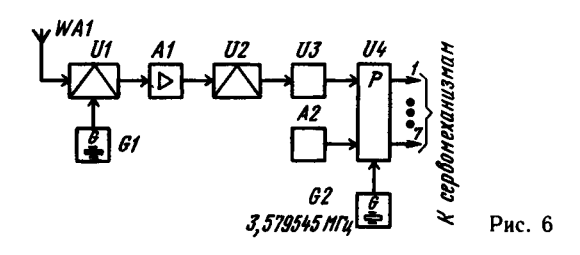


Рис. 6

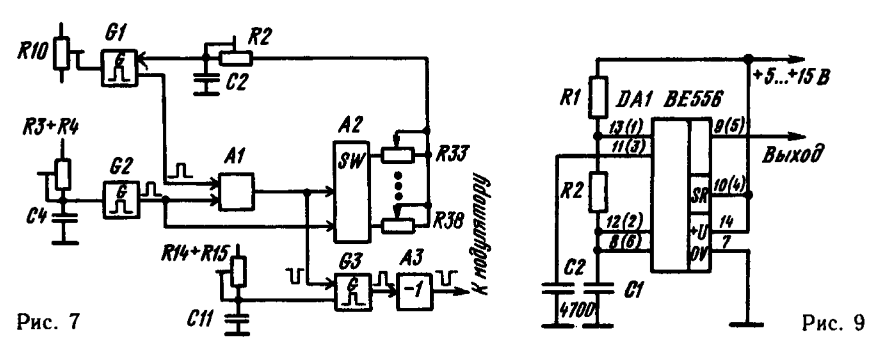


Рис. 7

Рис. 9

Рис. 8

Знакомство с передатчиком начнем с кодера. Его структурная схема изображена на рис. 7, принципиальная — на рис. 8. Как видно, он состоит из тактового генератора G2, вырабатывающего импульсы с частотой следования около 50 Гц, генератора управляющих импульсов G1, суммирующего устройства A1, электронного коммутатора A2, одновибратора G3 и инвертора A3. Информацию о требуемом положении исполнительных механизмов модели вводят с помощью переменных резисторов R33—R38.

Генераторы G1, G2 и одновибратор G3 выполнены на основе интегральных таймеров ВЕ555 и ВЕ556 (последний включает в себя два таймера ВЕ555). Упрощенная схема одного из генераторов показана на рис. 9 (в скобках указаны номера выводов второго таймера микросхемы ВЕ556). Конденсатор C1 заряжается от источника питания через резисторы R1 и R2, разряжается же только через резистор R2. Максимальное напряжение на конденсаторе при зарядке — примерно две трети напряжения питания таймера, минимальное при разрядке — около одной трети этого напряжения. Время зарядки $t_з=0{,}693(R1+R2)C1$, время разрядки $t_р=0{,}693R2Ш1$, период колебания $T=t_з+t_р=0{,}693(RI=2R2)CI$. В кодере (см. рис. 8) роль резистора R1 поочередно играют резисторы R33—R38 и соединенный последовательно с ними подстроечный резистор R2 (сопротивлением участков эмиттер-коллектор ключевых транзисторов VT3—VT8 в режиме насыщения пренебрегаем), резистора R2— резистор R6, конденсатора C1— конденсатор C2. Функции электронного коммутатора выполняют соединенные последовательно сдвиговые регистры микросхемы DD1. Выходы Q2 и Q3 второго регистра не используются, но при необходимости к ним можно подключить цепи баз двух дополнительных транзисторных ключей, схема которых аналогична схеме ключей на транзисторах VT3—VT8.

Тактовый генератор, собранный на верхнем (по схеме) таймере микросхемы DA1, периодически, каждые 20 мс, вырабатывает игольчатый импульс, который поступает на вход D верхнего (по схеме) регистра микросхемы DD1 и на вход инвертора, выполненного на транзисторе VT1. Генератор на втором таймере микросхемы DA1 вырабатывает импульсы такой же формы, но период его колебаний ($1{,}5\pm0{,}5$ мс) определяется сопротивлением введенных частей переменных резисторов R33—R38. При каждом колебании регистр сдвигается вправо, на выходах вначале одной, а затем и другой его части последовательно возникают напряжения низкого логического уровня, и транзисторы VT3, VT4 и т. д. поочередно открываются, включая в зарядную цепь конденсатора C2 соответствующий переменный резистор пульта управления (R33—R38). Процесс продолжается до тех пор, пока отрицательный перепад напряжения не появится на выходе Q2 нижнего регистра микросхемы DD1. Однако к этому выходу не подключен ни один из транзисторных ключей, поэтому зарядная цепь конденсатора C2 останется разомкнутой, и он не сможет зарядиться. Иначе говоря, формирование управляющих импульсов прекратится. В этом состоянии кодер будет находиться до тех пор, пока конденсатор C4 не зарядится до напряжения, равного двум третям напряжения питания. Когда же это произойдет, тактовый генератор сформирует следующий запускающий импульс, и все повторится сначала. В результате на коллекторе транзистора VT1, а следовательно, и на входах C обоих регистров формируется последовательность импульсов, несущих информацию о положении движков переменных резисторов R33—R38.

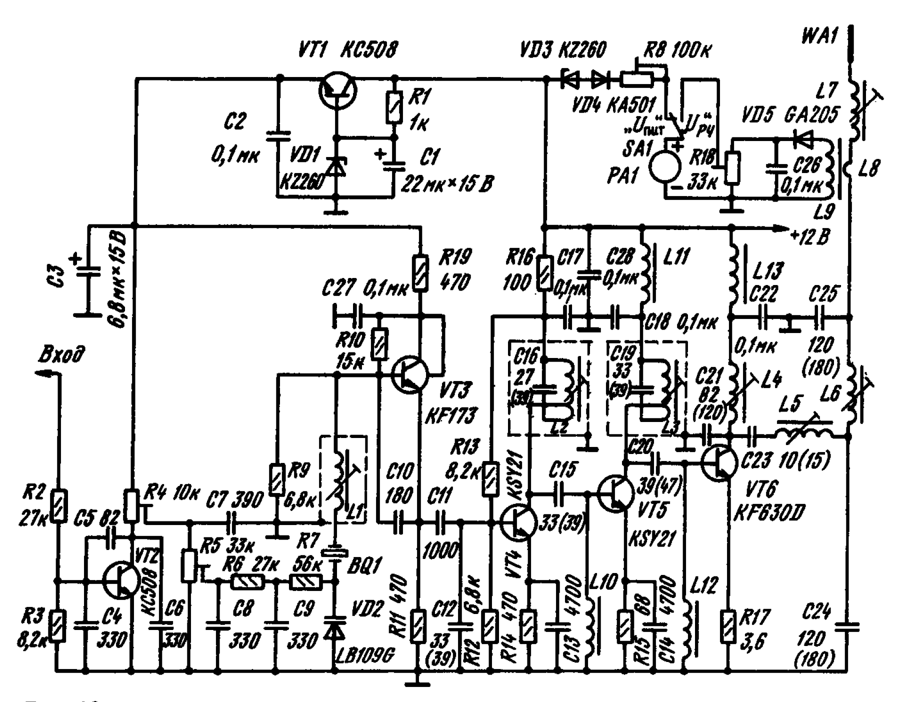


Рис. 10

Однако длительность этих импульсов слишком мала для модуляции напряжения РЧ в передатчике, поэтому в кодере предусмотрен одновибратор на таймере DA2, формирующий из них импульсы длительностью 350 мкс. Последние инвертируются каскадом на транзисторе VT9 и с его коллектора поступают в РЧ часть передатчика.

Принципиальная схема РЧ части передатчика на диапазон 40,68 МГц приведена на рис. 10 (в скобках указана емкость конденсаторов для диапазона 27,12 МГц). В ее состав входят модулятор (VT2), стабилизированный кварцевым резонатором BQ1 задающий генератор (VT3), умножитель частоты (VT4), усилитель мощности РЧ (VT5, VT6), параметрический стабилизатор напряжения питания модулятора и задающего генератора (VT1) и простейший вольтметр, позволяющий контролировать подводимую к антенне мощность РЧ и напряжение источника питания.

Задающий генератор работает на основной частоте кварцевого резонатора BQ1. Для диапазона 40,68 МГц это приблизительно 13,56 (при последующем утроении частоты) или 20,34 МГц (при удвоении), для диапазона 27,12 МГц — соответственно 9,04 или 13,56 МГц (рабочую частоту выбирают в зависимости от имеющегося в распоряжении резонатора). Колебания требуемой частоты (40,68 или 27,12 МГц) выделяются умножителем частоты на транзисторе VT4, нагрузкой которого является параллельный колебательный контур L2C16. Усилитель РЧ на

транзисторе VT5 и выходной каскад на транзисторе VT6 работают в режиме С. Сигнал РЧ поступает на антенну WA1 через фильтр, состоящий из параллельного контура L4C21, последовательного контура L5C23 и П-контура L6C24C25 и подавляющий гармонические составляющие, неизбежно присутствующие в его спектре. Катушка L7 удлиняет антенну на четверть рабочей длины волны, трансформатор РЧ, образованный индуктивно связанными катушками L8, L9, отводит небольшую часть мощности РЧ для последующего измерения ее стрелочным прибором PA1.

Каскад на транзисторе VT2 формирует модулирующие импульсы, которые через фильтр нижних частот C8R6C9 подводятся к варикапу VD2 и с его помощью модулируют колебания задающего генератора на транзисторе VT3. Девиация частоты прямо пропорциональна модулирующему напряжению (при изменении последнего — на катоде VD2— на 5 В она изменяется примерно на 3 кГц). Рабочую точку варикапа устанавливают подстроечными резисторами R5 и R4 (первым — несущую частоту, вторым — девиацию). Форма сигнала, снимаемого с движка резистора R5, показана на рис. 11.

Для предотвращения связи каскадов передатчика через провода питания в коллекторные цепи транзисторов VT4— VT6 (см. рис. 10) включены развязывающие фильтры R16C17, L1C28 и L13C22. Задающий генератор (VT3) и модулятор (VT2) питаются через стабилизатор напряжения на транзисторе VT1.

Приемник описываемой аппаратуры выполнен по схеме супергетеродина на четырех интегральных микросхемах. Он настроен на ту же частоту, что и передатчик, его чувствительность — около 4 мкВ. Промежуточная частота —455 кГц, потребляемый ток от аккумуляторной батареи напряжением 4,8 В — от 15 до 40 мА (в зависимости от микросхемы, примененной для декодирования сигнала). Число каналов управления — шесть, такое же, как и в передатчике, но может быть и увеличено до восьми, полярность управляющих импульсов — положительная.

Принципиальная схема приемника изображена на рис. 12. Принятый антенной WA1 сигнал РЧ выделяется полосовым входным фильтром, состоящим из индуктивно связанных контуров L1C1 и L2C3. С катушки L2 он поступает на вход преобразователя частоты, собранного на микросхеме MAA661 (DA1). Функции смесителя выполняет содержащийся в ней фазовый детектор на транзисторах VT17—VT24 (рис. 13), функции отдельного гетеродина — усилитель ПЧ на транзисторах VT1—VT9. Имеющийся в микросхеме эмиттерный повторитель на транзисторе VT16, повышающий входное сопротивление детектора (в данном случае — смесителя), позволил применить контур L2C3 с большой добротностью, а следовательно, повысить коэффициент передачи смесителя. Самовозбуждение гетеродина достигнуто охватом усилителя микросхемы цепью селективной обратной связи C11BQ1C10L3C7. Дроссель L3 и конденсатор C10 образуют эффективный фильтр

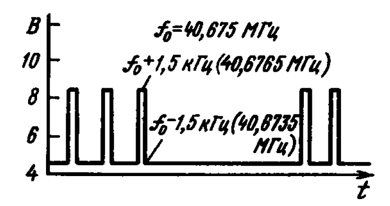


Рис. 11

Рис. 12

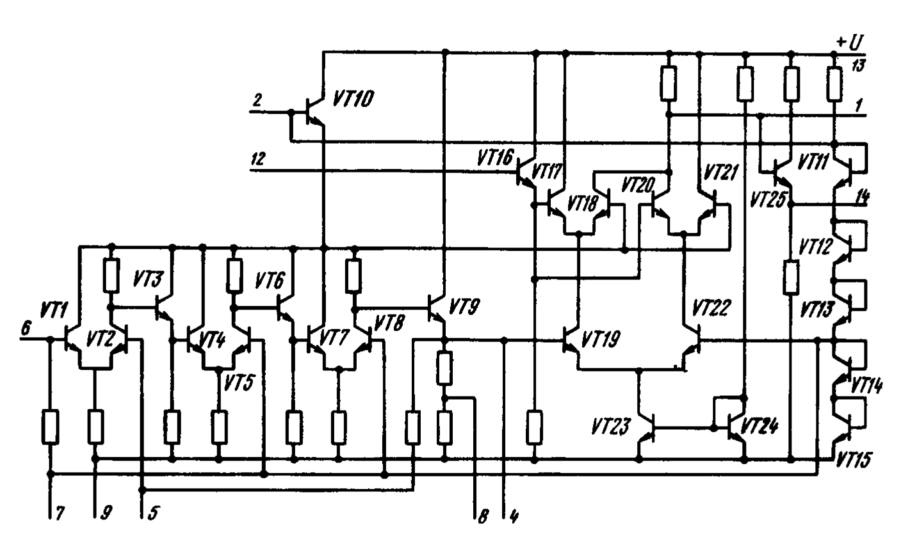

+U
13
1
2
VT10
12
VT16
VT17
VT18
VT20
VT21
VT11
VT25
14
VT12
VT3
VT6
VT1
6
VT2
VT4
VT7
VT8
VT9
VT19
VT22
VT13
VT14
VT5
VT23
VT24
VT15
7
9
5
8
4

Рис. 13

верхних частот, необходимый для того, чтобы гетеродин генерировал не на основной частоте резонатора, а на его третьей гармонике.

Нагрузкой смесителя и одновременно первым фильтром ПЧ является контур L4C30. Фильтр сосредоточенной селекции L6C31C13L7C32 подключен к смесителю через эмиттерный повторитель на транзисторе VT25 (см. рис. 13). Этот каскад усиливает только ток, и для того, чтобы это усиление можно было реализовать, первый контур фильтра подключен к нему через катушку связи L5. С выхода фильтра, через катушку связи L8 сигнал ПЧ поступает на предварительный усилитель ПЧ, выполненный на транзисторе VT1, а с него — на вторую микросхему MAA661 (DA2). Последняя использована по прямому назначению: сигнал в ней усиливается и ограничивается по амплитуде, а затем детектируется.

Номинальное напряжение питания микросхемы MAA661—12 В, однако благодаря встроенному стабилизатору, она устойчиво работает и при более низком (до 3,7 В) напряжении. Дальнейшего уменьшения рабочего напряжения (до 2,5 В) удалось добиться включением между выводами 4 и 7 микросхем резисторов R2 и R7, автоматически устанавливающих необходимый режим работы их усилителей.

Демодулированный частотным детектором микросхемы DA2 сигнал через фильтр нижних частот R8C24R9C25 поступает на вход усилителя-формирователя, выполненного на первых двух транзисторах микросхемы DA3. От обычного триггера Шмитта он отличается наличием резистора R10. Устройство несложно в исполнении и часто превосходит применяемый в подобных случаях операционный усилитель: при изменении амплитуды сигнала оно автоматически сдвигает его уровень таким образом, что относительный уровень переключения остается неизменным.

Выход усилителя-формирователя соединен с тактовым входом сдвигающего регистра DD1, используемого в качестве декодера. Для синхронизации его работы использован третий транзистор микросхемы DA3.

Вместо LC-фильтра сосредоточенной селекции в тракте ПЧ можно применить керамический фильтр. Последний должен допускать непосредственное подключение, с одной стороны, к выходу микросхемы DA1, с другой — к базе транзистора VT1. Однако в этом случае не будет реализовано усиление по току выходного эмиттерного повторителя микросхемы, и общая чувствительность приемника окажется ниже, чем при использовании LC-фильтра. Избежать потерь в усилении можно, воспользовавшись схемой включения, показанной на рис. 14. Здесь входное сопротивление керамического фильтра Z1 оптимально согласовано с выходным соп-

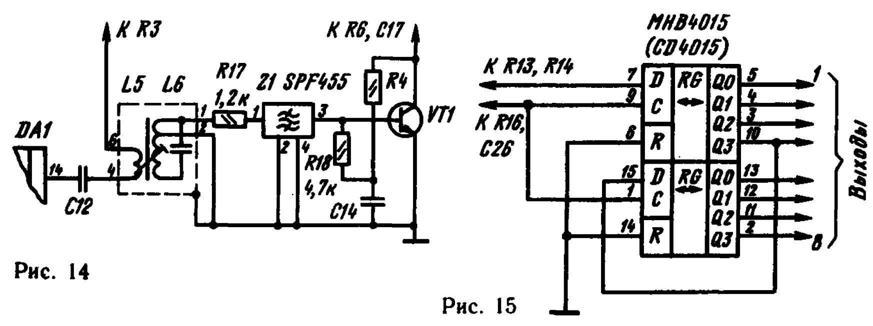


Рис. 14

Рис. 15

ротивлением эмиттерного повторителя микросхемы DA1 с помощью трансформатора ПЧ L5L6 (отношение витков L6/L5≈51, отвод у L6— от 1/13 части витков).

Основное преимущество применения керамического фильтра — повышение избирательности приемника, позволяющее работать при разнесении каналов на 10 кГц. Однако следует учесть, что в этом случае усложняется изготовление аппаратуры (требуется более тщательный подбор пары кварцевых резонаторов для работы в передатчике и приемнике, бо́льшая точность настройки передатчика, периодический контроль параметров фильтра, для чего необходимы специальные измерительные приборы и т. д.)

Для декодирования принятых сигналов можно использовать более экономичные, чем MH74164, микросхемы, например SN74L164N или SN74LS164. Для этого необходимо только уменьшить емкость конденсатора C26 до 1 мкФ и увеличить сопротивление резистора R12 до 100 Ом. Еще более выгодна замена микросхемы MH74164 КМОП-микросхемой, например MM74C164, потребляющей ток всего в несколько наноампер. В этом случае сопротивление резистора R12 надо повысить до 100 Ом, резистора R16— до 22 кОм, а емкость конденсатора C26 уменьшить до 0,22 мкФ. Выводы неиспользованных входов этой микросхемы необходимо соединить с ее выводом 14.

Возможно также применение сдвоенного регистра сдвига MHB4015 (CD4015). Схема включения этой микросхемы в качестве декодера приведена на рис. 15.

Конструкция и детали. Детали передатчика и приемника смонтированы на печатных платах, изготовленных из фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Чертеж платы и расположение на ней элементов кодера изображены на рис. 16, РЧ части передатчика — на рис. 17, приемника — на рис. 18.

Для управления моделью в кодере применены переменные резисторы TR280 с линейной зависимостью сопротивления от угла поворота движка. Номинальное сопротивление резисторов может быть в пределах 5...250 кОм, при бо́льшем сопротивлении необходимо уменьшить емкость конденсатора C2 до 0,068 мкФ. Нелинейность регулирования, обусловленную линейной зависимостью сопротивления от угла поворота движка (рис. 19), можно уменьшить шунтированием резистивного элемента постоянным резистором (сопротивлением 4,7...33 кОм при номинале переменного резистора 5 кОм).

Конденсатор C2 в генераторе управляющих импульсов (см. рис. 8) составлен из двух миниатюрных конденсаторов емкостью 0,22 мкФ каждый. Подбирая конденсатор на это место, следует помнить, что от его стабильности зависит надежность работы системы, поэтому желательно применить конденсатор с минимальными значениями ТКЕ и тока утечки. В значительной мере это относится и к конденсатору C4 тактового генератора.

Дроссели в цепях питания и модулирующего сигнала кодера (см. рис. 8) содержат 20 витков провода ПЭВ-2 0,3, намотанного на ферритовые стержни диаметром 2 мм (индуктивность 10...18 мкГн). Таковы же намоточные данные и дросселей L10-L13 РЧ части передатчика (см. рис. 10). Катушки L1—L7 (табл. 1) намотаны на каркасах диаметром около 5,2 мм, снабженных ферритовыми построечниками и алюминиевыми экранами, катушки L8 и L9— на ферритовом кольцевом магнитопроводе внешним диаметром 10...12 мм: L8 содержит 0,5 витка провода ПЭВ-2 0,6, а L9—L10 витков провода ПЭВ-2 0,3.

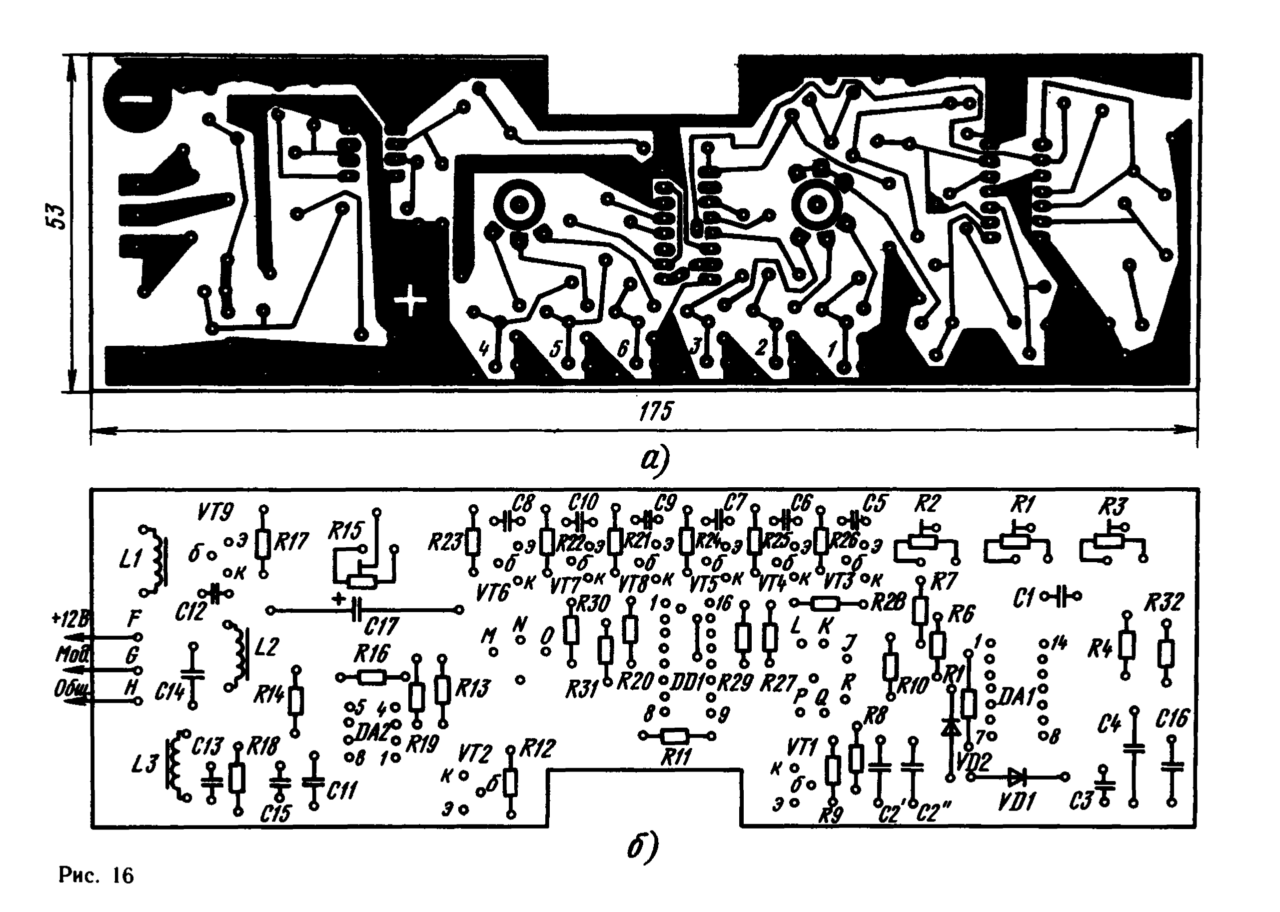


Рис. 16

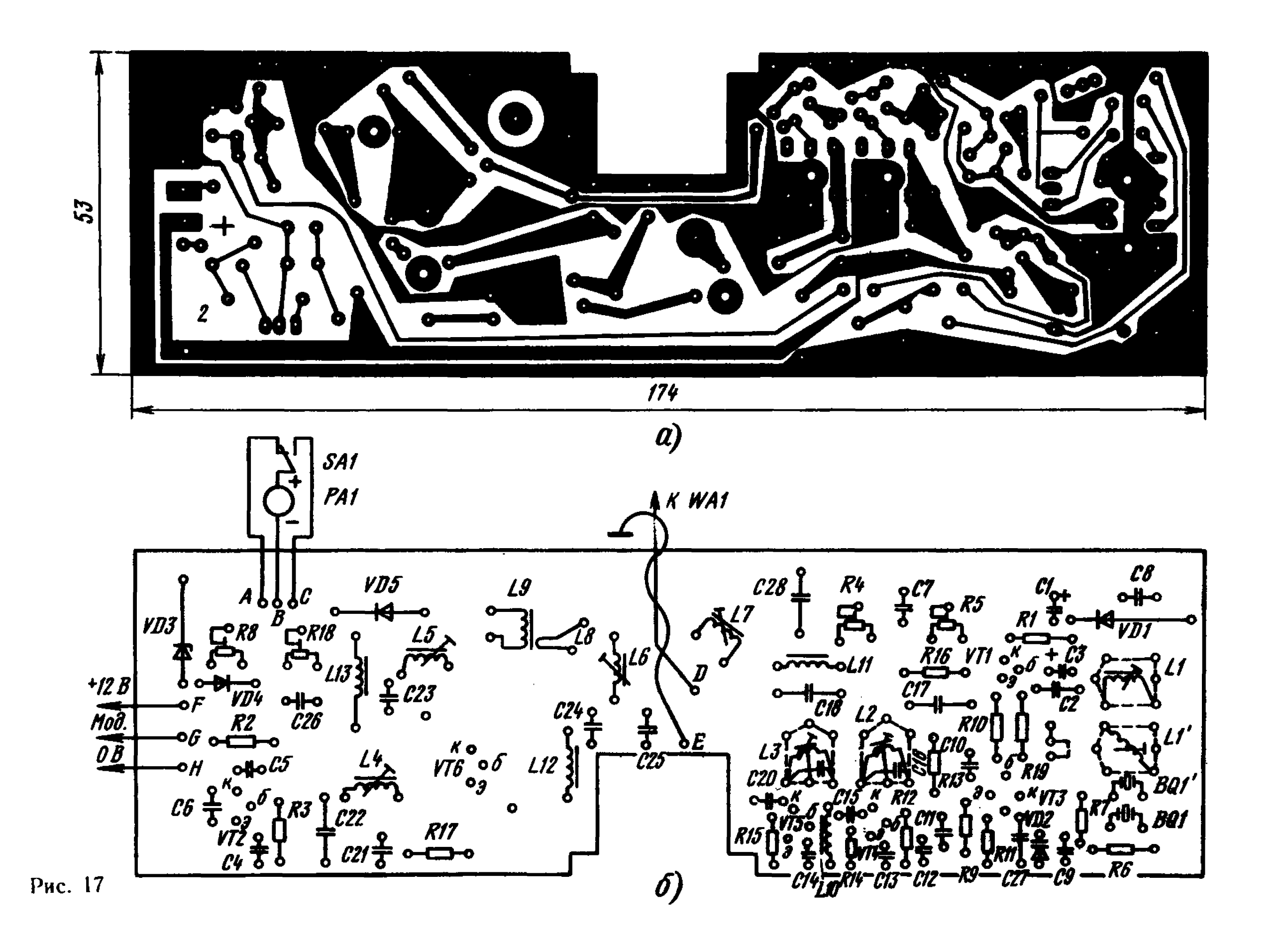


Рис. 17

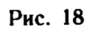
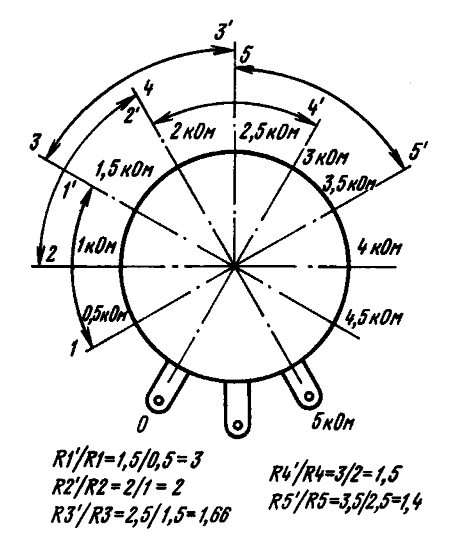


Рис. 18



3'
5
4
4'
3
2'
2 кОм
2,5 кОм
5'
3 кОм
1,5 кОм
3,5 кОм
1'
2
1кОм
4 кОм
0,5кОм
4,5 кОм
1
0
5кОм
R1'/R1=1,5/0,5=3
R2'/R2=2/1=2
R3'/R3=2,5/1,5=1,66
R4'/R4=3/2=1,5
R5'/R5=3,5/2,5=1,4

Рис. 19

Таблица 1

Обозначение катушки на схеме	Число витков для диапазона, МГц		Марка провода
	40,68	27,12	
L1, L1′	8	8	ПЭВ-2 0,4
L2	5+5	7+7	ПЭВ-2 0,5
L3	3+6	5+7	ПЭВ-2 0,5
L4	4	6	ПЭВ-2 0,8
L5	14	18	ПЭВ-2 0,45
L6	6	8	ПЭВ-2 0,8
L7	5	8	ПЭВ-2 0,45
L8	0,5	0,5	ПЭВ-2 0,6
L9	10	10	ПЭВ-0,3

Для оперативной замены кварцевого резонатора (в случае, например, выхода его из строя) на печатной плате РЧ части передатчика предусмотрено место для еще одного кварцевого резонатора (BQ1′) и второй катушки (L1′).

Стрелочный прибор PA1 вольтметра — любой малогабаритный микроамперметр магнитоэлектрической системы с током полного отклонения стрелки 100... 200 мкА.

Катушки L1, L2 входного полосового фильтра приемника (см. рис. 12) намотаны в противоположных направлениях виток к витку на таких же каркасах, что и катушки L1—L7 передатчика. Первая из них содержит 8 (для диапазона 27,12 МГц —12), вторая —4+4 (6+6) витков провода ПЭВ-2 0,3. Дроссель L3 для работы в приемнике на диапазон 40,68 МГц должен быть бескаркасным и содержать 15 витков провода ПЭВ-2 0,3, намотанного на оправке диаметром 2 мм, в приемнике на диапазон 27,12 МГц —20 витков такого же провода, намотанного на ферритовом стержне диаметром 2 мм.

В тракте ПЧ применены готовые миниатюрные (сечение в плане 7×7 мм) фильтры японского производства. Их намоточные данные приведены в табл. 2 (L5′

Таблица 2

Фильтр	Номер вывода на схеме	Число витков
LMC4200	L4(1-2+2-3)	164+41
LMC 4201	L5(4-6) L6(1-2+2-3)	4 143+62
LMC4101	L7 (1-2+2-3) L8 (4-6)	143+62 8
LMC4202	L9 (1-2+2-3)	134+74
—	L5′ (4-6) L6′ (1-2+2-3)	4 16+190

и L6′— катушки второго фильтра ПЧ при использовании керамического фильтра SPF455 производства ГДР).

Кроме указанного на схеме транзистора KF173, в задающем генераторе передатчика (VT3) можно с успехом применить ZTX313, BFX59, BF244. В умножителе (VT4) и усилителе РЧ (VT5) возможно использование транзисторов 2N706, BF311, KSY71, KSY62B, но результаты с ними будут хуже, чем с KSY21. В оконечном каскаде (VT6) были испытаны транзисторы KT9, KT11, KT920A, KT920B, BD135, 2N2219A, 2N3866, BSX30, KSY34 и KF630D. Наилучшие результаты были получены с BSX30, KT920A, KF630D и 2N3866 (КПД каскада с этими транзисторами достигал 45 %).

В передатчике можно применить кварцевый резонатор на в два или три раза меньшую, чем излучаемая, частоту, для приемника же необходим резонатор, частота которого на 455±15 кГц ниже частоты несущей принимаемого сигнала.

При монтаже и пайке выводов КМОП-микросхем (MHB4015, CD4015, MM74C164) необходимо соблюдать меры предосторожности, чтобы не допустить их пробоя статическим электричеством (электрически соединять все выводы микросхемы между собой на время монтажа, использовать для пайки паяльник на низкое напряжение с заземленным жалом и гальванически не связанный с сетью и т. д.).

Следует учитывать, что из-за малых размеров печатной платы приемника микросхемы DA1, DA2 (MAA661), все резисторы и большинство конденсаторов можно смонтировать на ней только в вертикальном положении. Вначале рекомендуется установить наиболее крупные детали — катушки, интегральные микросхемы, транзисторы и только после этого в оставшихся свободных местах разместить резисторы и конденсаторы. Перед установкой на место выводы 1—7 микросхем DA1, DA2 необходимо аккуратно разогнуть (расположить их в плоскости корпуса микросхемы), а выводы 8—14 укоротить до 3 мм (с печатными проводниками платы их соединяют отрезками тонкого изолированного провода, непосредственно к выводам припаивают только выводы резисторов R1, R3 и конденсатора C12). На верхние (т. е. расположенные дальше от платы) выводы устанавливаемых вертикально деталей необходимо надеть отрезки тонкой поливинилхлоридной трубки.

Катушки L1 и L2 следует смонтировать таким образом, чтобы с общим проводом платы соединялись их верхние выводы, катушку L3 устанавливают параллельно плате.

Смонтированную плату помещают в корпус, изготовленный из листового алюминиевого сплава в соответствии с рис. 20: выступы на длинных сторонах платы вставляют в прорези в боковых стенках основания (рис. 20, *а*) и надевают на него крышку (рис. 20, *б*) с таким расчетом, чтобы вырез в середине одной из ее коротких стенок пришелся на ту сторону платы, где смонтирована микросхема DD1.

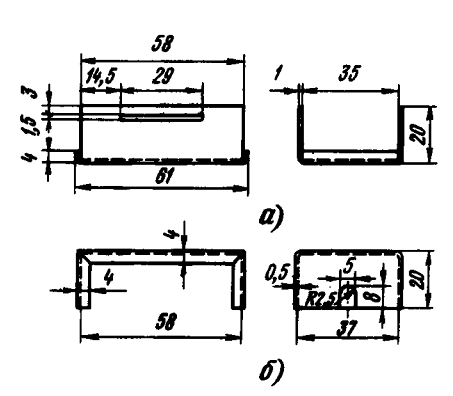


Рис. 20

Металлический корпус приемника не обязателен, его можно изготовить из листовой пластмассы.

Длина проволочной антенны приемника — не менее 1100 мм.

Налаживание аппаратуры начинают с кодера. Для этого подстроечный резистор R2 через постоянный резистор сопротивлением 1,8 кОм соединяют с плюсовым проводом питания, устанавливают движки всех подстроечных резисторов кодера в среднее положение и включают питание (при первом включении желательно измерить потребляемый ток, который не должен превышать 15 мА). Подсоединив осциллограф к выводу 9 микросхемы DA1 и убедившись в наличии на нем игольчатых импульсов, подстроечным резистором R3 добиваются того, чтобы их частота следования стала равной 50 Гц. Далее подключают осциллограф к выходу таймера DA2 (вывод 3) и подстроечным резистором R15 устанавливают длительность импульсов равной 350 мкс, а затем — к выводу 5 микросхемы DA1 и подстроечным резистором R1 добиваются периода повторения импульсов, равного 1,5 мс. Сигнал на выходе кодера должен иметь вид, показанный на рис. 21 (здесь $t_1 = 350$ мкс — длительность модулирующего импульса; $t_2...t_7 = 1{,}5 \pm 0{,}5$ мс — период управляющих импульсов; $t_8 = 20$ мс — длительность рабочего цикла кодера).

После этого резистор сопротивлением 1,8 кОм отпаивают, подключают вместо него переменные резисторы R33— R38 и, изменяя их сопротивление в пределах рабочих значений, подстроечным резистором R1 добиваются того, чтобы время $t_2...t_7$ изменялось в пределах 1...2 мс. На этом налаживание кодера заканчивается.

Печатную плату, очищенную от остатков флюса, покрывают каким-либо влагозащитным лаком (например, раствором канифоли в толуоле) и устанавливают в металлический корпус передатчика.

Перед налаживанием РЧ части передатчика движки всех подстроечных резисторов и подстроечников катушек устанавливают в среднее положение, а параллельно конденсатору C25 подключают миниатюрную лампу накаливания на напряжение 6 В и ток 50 мА. Вначале через миллиамперметр с пределом измерения 30... ...50 мА подают на РЧ часть передатчика напряжение питания 9 В. Если потребляемый ток не превышает 10 мА, напряжение питания увеличивают до 12 В, при этом ток должен возрасти примерно до 25 мА. Убедившись в этом, устанавливают на место кварцевый резонатор BQ1 и с помощью индикатора РЧ поля (его щуп подключают к коллектору транзистора VT4) проверяют работоспособность задающего генератора на транзисторе VT3.

Далее, не отключая щуп индикатора от коллектора транзистора VT4, настраивают контур L2C16 (подстроечником катушки L2) на вторую (или третью — в зависимости от примененного резонатора) гармонику задающего генератора (по макси-

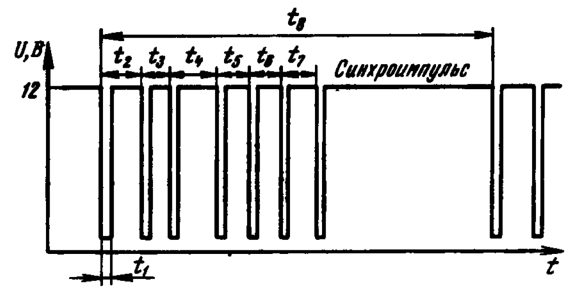


Рис. 21

муму напряжения РЧ на контуре), а затем, переключив щуп на коллектор транзистора VT5, точно так же настраивают контур L3C19 (подстроечником катушки L3). При приближении к резонансу этого контура должна начать светиться лампа, подключенная параллельно конденсатору C25, а потребляемый ток (не забудьте переключить миллиамперметр на больший предел) должен возрасти до 100...150 мА. Наиболее яркого свечения лампы добиваются точной настройкой последовательного контура L5C23 и катушки П-контура L6.

После этого измеряют частоту колебаний передатчика (сигнал для частотомера удобно отбирать от катушки L6) и, если необходимо, подстраивают ее до требуемого значения изменением индуктивности катушки L1. Форму сигнала, поступающего на антенну, контролируют осциллографом: в нормально работающем передатчике она должна быть синусоидальной, а амплитуда колебаний — одинаковой, без пульсаций. При отключении кварцевого резонатора лампа накаливания должна немедленно гаснуть.

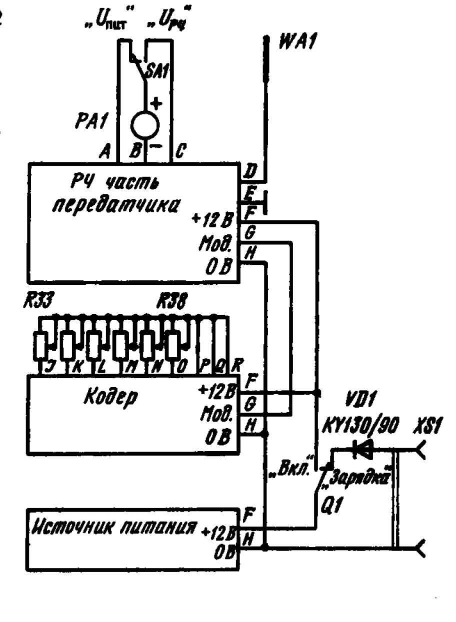
Следующий этап — настройка модулятора. Вначале движок подстроечного резистора R5 устанавливают в положение, в котором постоянное напряжение на нем, а следовательно, и на катоде варикапа VD2 равно 2 В, и измеряют частоту колебаний задающего генератора. Она будет примерно на 0,6 кГц меньше собственной частоты кварцевого резонатора. Обусловлено это влиянием емкостного делителя, составленного из конденсаторов C10—C12. Они уменьшают нагрузку резонатора, благодаря чему становится возможной частотная модуляция колебаний с помощью варикапа.

Дальнейшую настройку передатчика рассмотрим на примере кварцевого резонатора, с которым задающий генератор вырабатывает колебания частотой 13,556 МГц (рабочий диапазон 40,68 МГц). Частота колебаний передатчика в этом случае равна $13{,}556\times3=40{,}668\approx40{,}670$ МГц. Варикап в зависимости от приложенного к нему модулирующего напряжения может повысить эту частоту максимум на 10 кГц, т. е. до 40,680 МГц. Чтобы облегчить установку требуемой девиации частоты при окончательной настройке с кодером, рекомендуется в этом случае настраивать передатчик на 51-й канал диапазона. Точное значение частоты этого канала —40,675 МГц. Из него необходимо вычесть 1,5...1,75 кГц, после чего частота станет равной 40,6735 МГц. На эту частоту и настраивают передатчик подстроечным резистором R5 при открытом транзисторе VT2 (для этого достаточно резистор R2 временно подключить к эмиттеру транзистора VT1).

Далее вычисляют верхнюю частоту модуляции, для чего к номинальной частоте канала прибавляют 1,5...1,75 кГц. Полученную в результате частоту 40,6765 МГц устанавливают подстроечным резистором R4 при закрытом транзисторе VT2 (резистор R2 никуда не подключен). После этого нетрудно определить, при каком изменении напряжения на варикапе достигается девиация частоты, равная 3...3,5 кГц.

Такие же измерения проводят и с подключенным кодером (схема соединений передатчика изображена на рис. 22, буквами A — R латинского алфавита обозначены соответствующие точки печатных плат). В небольших пределах частоту задающего генератора, как уже отмечалось, можно изменять подстройкой индуктивности катушки L1. После регулировки модулятора проверяют точность настройки всех контуров (кроме L2C16, L3C19 и катушки L7), добиваясь наиболее яркого свечения лампы, подключенной параллельно конденсатору C25, еще раз контролируют ос-

Рис. 22



циллографом форму колебаний на выходе передатчика, и если все в норме, фиксируют положение подстроечников в катушках пчелиным воском.

Настроенную РЧ часть закрепляют в корпусе передатчика и соединяют с телескопической антенной и микроамперметром PA1. Провода, идущие к антенне (ее рабочая длина для диапазона 40,68 МГц — не менее 1100 мм, а для диапазона 27,12 МГц — не менее 1400 мм), свивают вместе и тот из них, который соединен с катушкой L7, припаивают к гнезду антенного соединителя, а тот, который подключен к общему проводу,— к корпусу передатчика в непосредственной близости от соединителя.

Подбирая РЧ соединитель для подключения антенны, следует учесть, что его проходная емкость (на корпус) должна быть не более 3...5 пФ. При такой емкости хорошо подавляются гармонические составляющие подводимого к антенне сигнала, бóльшая емкость ведет к повышенным потерям РЧ сигнала, а следовательно, и излучаемой мощности.

По окончании монтажа еще раз подстраивают катушки L5—L7 по максимально излучаемой мощности. Ее скачкообразное изменение при вращении подстроечников этих катушек свидетельствует об излучении паразитных колебаний, которые необходимо устранить (чаще всего они вызваны неудачным монтажом РЧ части в корпусе передатчика).

Еще раз убедившись в том, что форма подводимого к антенне сигнала синусоидальная, переводят переключатель SA1 в положение «$U_{РЧ}$» и подстроечным резистором R18 устанавливают стрелку прибора PA1 на конечную отметку шкалы. Затем в положении переключателя «$U_{пит}$» при напряжении питания 10,7 В (соответствует разряженной батарее аккумуляторов) ее устанавливают на начало красного поля подстроечным резистором R8.

Окончательно кодер налаживают по настроенному приемнику с подключенными к нему серводвигателями и другими исполнительными механизмами. По приемнику же можно настроить и частотный модулятор передатчика: при девиации частоты, равной 3 кГц, амплитуда сигнала на выходе детектора равна 0,43 В.

В конце налаживания рекомендуется проверить спектр излучаемого передатчиком сигнала. Проще всего это сделать с помощью анализатора спектра, позволяющего непосредственно определить величину подавления нежелательных составляющих. Можно, конечно, использовать для этой цели и селективный микровольтметр.

При первом включении приемника также желательно использовать миллиам-

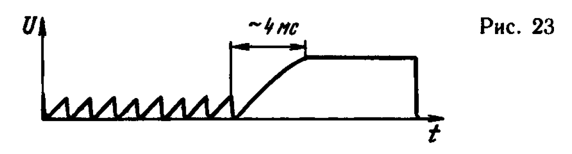


Рис. 23

перметр. Если потребляемый ток не превышает 50 мА, можно переходить к налаживанию. Первым настраивают фильтр ПЧ L5C33. Подсоединив осциллограф (желательно с открытым входом) к выводу 14 микросхемы DA2 и включив передатчик, наблюдают на экране сигнал, который должен иметь вид импульсов положительной полярности с амплитудой около 0,3 В. Подстроечником катушки L5 добиваются максимальной амплитуды сигнала и симметричности его ограничения. При настройке остальных фильтров ПЧ (L6C31C13C32L7, L4C30) и входного полосового фильтра L1C1L2C3 сигнал контролируют на коллекторе транзистора VT1.

Окончательно входной фильтр настраивают в приемнике, помещенном в корпус (если он металлический), с подключенной антенной. Осциллограф в этом случае подсоединяют к выводу 14 микросхемы DA2, а чтобы свести его влияние к минимуму, в оба провода включают по разделительному резистору сопротивлением 22 кОм (их размещают возможно ближе к приемнику). Вначале удалением передатчика (без антенны) на соответствующее расстояние добиваются сигнала, едва различимого на фоне шумов, а затем — подстройкой контуров L1C1 и L2C3— максимального превышения его над уровнем шумов.

О качестве работы синхронизирующего узла (DA3.3) можно судить по форме напряжения на конденсаторе C26, которая должна соответствовать изображенной на рис. 23 (осциллограмма напряжения при восьмиканальном кодере в передатчике). Длительность зарядки конденсатора во время паузы синхронизации должна быть около 4 мс, при необходимости этого добиваются подбором конденсатора C26.

В заключение проверяют надежность работы приемника при изменении напряжения питания от 3,5 до 6 В.

При использовании приемника в движущихся моделях необходимо принять меры по защите монтажа от вибраций и тряски. Испытанный способ — соединение деталей между собой перемычками («мостиками») из клея «Алкапрен». Во избежание касаний деталей из-за малых расстояний между ними и усадки клея при высыхании рекомендуется между наиболее близко расположенными элементами поместить капельки эпоксидного клея.

УДК 62—783.2

ОХРАННЫЕ СИГНАЛИЗАТОРЫ

Н. Дробница (СССР)

В статье рассматриваются три устройства, предназначенные для подачи звуковых сигналов тревоги при нарушениях условий охраны закрытых помещений, автомобилей и приусадебных участков. При разработке этих сигнализаторов

предъявляются следующие требования: малый ток потребления в ждущем режиме, большая мощность сигнала тревоги, высокая надежность и простота конструкции. В зависимости от вида охраняемого объекта сигнализаторы имеют некоторые характерные особенности как в схемном решении, так и в конструктивном.

Обычно в состав сигнализатора входят датчики, узел управления, узел генераторов, узел усиления сигнала тревоги и блок питания. Широкое применение получили контактные датчики, так как они просты конструктивно и не потребляют ток в ждущем режиме. Узлы управления выполняют на транзисторах, тиристорах, реле и дистанционных переключателях; узлы генераторов и узлы усиления сигнала тревоги — на микросхемах и транзисторах. Источник напряжения питания устройства может быть как автономный (от батарей аккумуляторов или гальванической батареи), так и от сети.

На рис. 1, *а* приведена принципиальная схема охранного сигнализатора для закрытых помещений (квартир, гаражей, складов и т. п.). Если устройство предварительно не выключено, то при открывании двери охраняемого помещения оно подает в течение 1 мин звуковой сигнал тревоги, подобный звуку сирены. Мощность сигнала около 3 Вт. Источником напряжения питания сигнализатора служит аккумуляторная батарея напряжением 9 В. В ждущем режиме сигнализатор потребляет ток не более 0,3 мА.

Устройство содержит датчик срабатывания (магнитоуправляемые контакты S1); узел управления на транзисторе VT1, дистанционном переключателе K1 и магнитоуправляемых контактах S2—S4; узел генераторов на элементах D1.1, D1.2 (генератор частотной модуляции) и D1.3, D1.4, а также на транзисторе VT2 (генератор тона); узел усиления сигнала тревоги на транзисторах VT3, VT4 и блок питания на батарее аккумуляторов GB1 с элементами его подзарядки от сети на диодах VD7, VD8, стабилитроне VD6.

При положении контакта K1.1 дистанционного переключателя K1 в нижнем (по схеме) положении сигнализатор выключен. Если напряжение на аккумуляторе ниже напряжения стабилизации стабилитрона VD6, через диоды VD7, VD8 из сети проходит ток около 1 мА, который подзаряжает батарею аккумуляторов. Для включения устройства в режим охраны необходимо кратковременно замкнуть магнитоуправляемые контакты S2. При этом напряжение питания через контакты соединителя X1.3, X1.4 и замкнувшиеся контакты S2 поступит на обмотку дистанционного переключателя, и последний сработает. Контакты K1.1 переключатся в положение, показанное на схеме. В связи с тем, что конденсатор C2 разряжен, транзистор VT1 откроется и генератор через диоды VD2 и VD3 установится в заторможенный режим. С выхода элемента D1.4 на базу транзистора VT3 поступает напряжение низкого уровня, и транзисторы VT3, VT4 закрыты. Конденсатор C4 заряжен от выходного напряжения элемента D1.2 через резистор R7 и диод VD5.

При закрытой двери охраняемого помещения магнитоуправляемые контакты S1 разомкнуты. В течение 1 мин конденсатор C1 заряжается через резисторы R2, R1 до напряжения источника питания. После этого устройство переходит в режим охраны. Если же теперь открыть дверь помещения без предварительного выключения дистанционного переключателя, замкнутся магнитоуправляемые контакты S1 и отрицательный импульс разряда конденсатора C1 через диод VD1 зарядит конденсатор C2. Транзистор VT1 закрывается, диоды VD2, VD3 закрываются напряжением питания, и генераторы устанавливаются в рабочий режим. Устанавливать

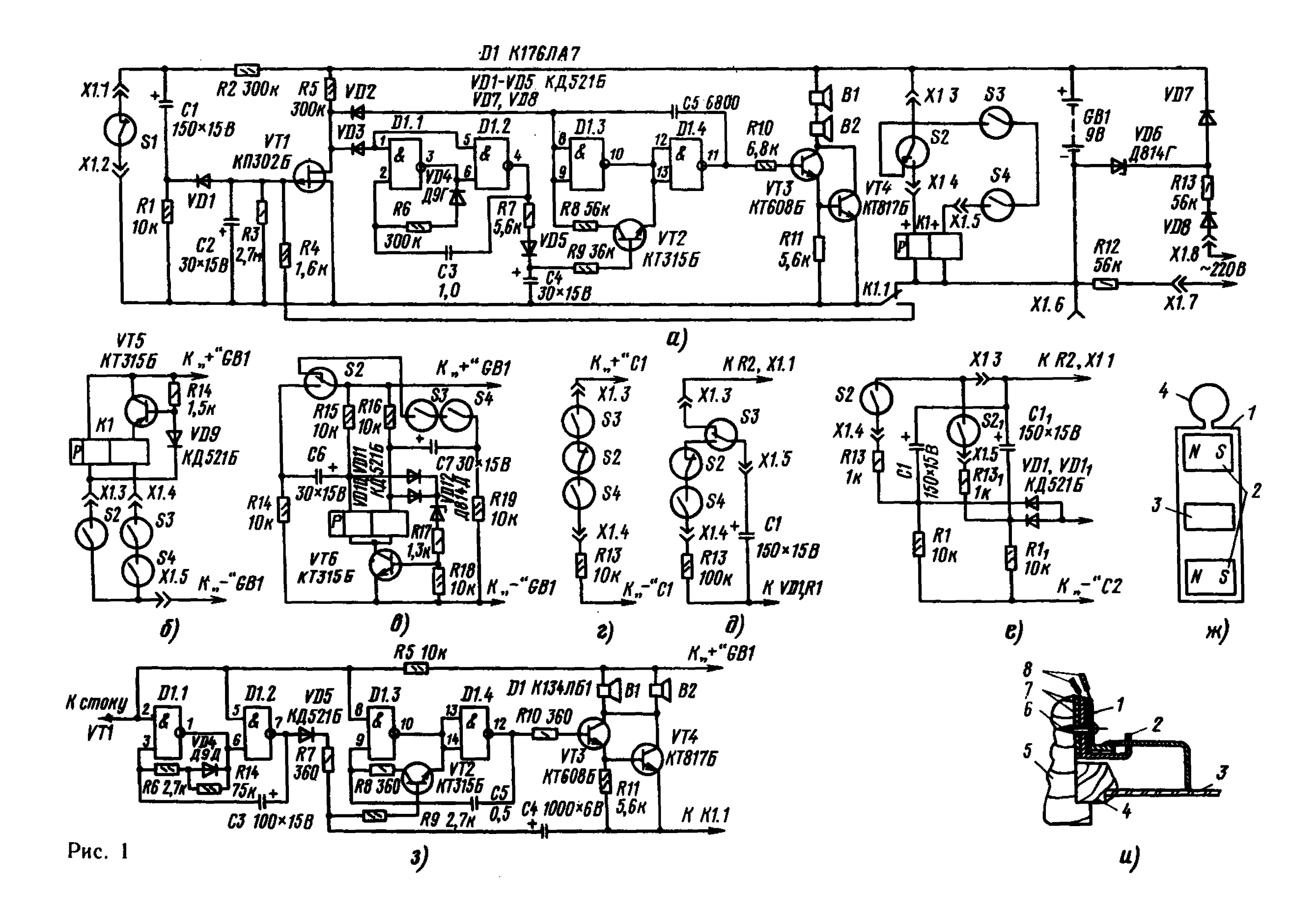

D1 К176ЛА7
VD1-VD5 КД521Б
VD7, VD8
X1.1
X1.2
S1
R2 300к
C1 150×15В
R5 300к
VD2
VD3
VT1 КП302Б
VD1
R1 10к
C2 30×15В
R3 2,7к
R4 1,6к
D1.1
D1.2
D1.3
D1.4
VD4 Д9Г
R6 300к
C3 1,0
R7 5,6к
VD5
C4 30×15В
C5 6800
R8 56к
R9 36к
VT2 КТ315Б
R10 6,8к
VT3 КТ608Б
VT4 КТ817Б
R11 5,6к
B1
B2
X1.3
X1.4
X1.5
S2
S3
S4
K1
K1.1
GB1 9В
VD6 Д814Г
VD7
R13 56к
VD8
X1.8
~220В
R12 56к
X1.6
X1.7
а)
VT5 КТ315Б
К „+“ GB1
R14 1,5к
VD9 КД521Б
К „–“ GB1
б)
R15 10к
R16 10к
C6 30×15В
VD10, VD11 КД521Б
VD12 Д814Д
C7 30×15В
R14 10к
R19 10к
R17 1,3к
VT6 КТ315Б
R18 10к
в)
К „+“ C1
R13 10к
К „–“ C1
г)
К R2, X1.1
C1 150×15В
R13 100к
К VD1, R1
д)
К R2, X1.1
C1 150×15В
$C1_1$ 150×15В
$S2_1$
R13 1к
$R13_1$ 1к
VD1, $VD1_1$ КД521Б
R1 10к
$R1_1$ 10к
К „–“ C2
е)
N S
ж)
R5 10к
К „+“ GB1
К стоку VT1
D1 К134ЛБ1
VD4 Д9Д
VD5 КД521Б
R6 2,7к
R14 75к
C3 100×15В
R7 360
R8 360
R9 2,7к
C5 0,5
C4 1000×6В
R10 360
R11 5,6к
К K1.1
з)
и)

Рис. 1

генераторы на элементах микросхемы К176 в заторможенный режим, используя для этой цели один из входов элементов и не применяя диоды, нежелательно так как сопротивление между входами некоторых элементов соизмеримо с сопротивлением резистора обратной связи, а это может привести к срыву работы генератора.

Генератор частотной модуляции переключается с частотой около 0,5 Гц. Диод VD4 предназначен для установки скважности импульсов, равной примерно 3. При указанной скважности напряжение на конденсаторе С4 при его заряде повышается быстрее, чем понижается при разряде. Способствует образованию такого режима также и диод VD5, который блокирует разряд конденсатора С4 через элемент D1.1, когда на его выходе напряжение низкого уровня. Генератор тока изменяет свою частоту в зависимости от напряжения на конденсаторе С4. При повышении этого напряжения транзистор VT2 открывается больше, и сопротивление обратной связи элемента D1.3 уменьшается. Выходной сигнал генератора тона поступает на базу транзистора VT3, усиливается транзисторами VT3, VT4 и воспроизводится динамическими головками громкоговорителей В1, В2.

Генераторы работают до тех пор, пока конденсатор С2 не разрядится через резистор R3 до напряжения отсечки транзистора VT1. После разряда конденсатора С2 транзистор VT1 открывается, и генераторы устанавливаются в заторможенный режим. Если магнитоуправляемые контакты S1 остались разомкнуты, сигнализатор переходит в режим охраны, если замкнуты — в режим блокировки, при котором конденсатор С1 не заряжается, и устройство не срабатывает. После размыкания контактов S1 сигнализатор может сработать при открывании двери только после истечения 1 мин.

Выключают сигнализатор одновременным кратковременным замыканием контактов S3 и S4 при исходном положении контактов S2. В этом случае напряжение питания поступает на вторую обмотку дистанционного переключателя К1, он срабатывает и выключает устройство. Конденсатор С2 быстро разряжается через резистор R4 и контакты К1.1, что необходимо для подготовки устройства к следующему включению без подачи сигнала тревоги. При отсутствии перекидных магнитоуправляемых контактов узел включения и выключения дистанционного переключателя можно собрать на трех замыкающих магнитоуправляемых контактах с помощью транзистора и диода, как это показано на рис. 1, *б*. Устройство включается при замыкании контактов S2. В это время транзистор VT5 закрывается, так как через диод VD9 шунтируется ток базы, и при замыкании контактов S3, S4 дистанционный переключатель не срабатывает. Если контакты S2 разомкнуты, транзистор VT5 открыт, и при замыкании контактов S3, S4 устройство выключается.

Дистанционный переключатель можно использовать и на номинальное напряжение 14...24 В. Для этого узел его переключения нужно собрать по схеме удвоения напряжения (рис. 1, *в*). В исходном состоянии сигнализатора конденсаторы С6 и С7 заряжены через резисторы R14—R16, R19 до напряжения источника питания. Транзистор VT6 закрыт, так как напряжение стабилизации стабилитрона VD16 превышает напряжение источника питания, и узел переключения дистанционного переключателя ток не потребляет. При переключении контактов S2 отрицательный вывод конденсатора С6 соединяется с плюсом источника напряжения питания, и на положительном выводе этого конденсатора образуется удвоенное напряжение по отношению к общему проводу. Это приводит к прохождению обратного тока через стабилитрон VD12 и открыванию транзистора VT6. Конденсатор С6

разряжается через обмотку дистанционного переключателя и открывшийся транзистор, при этом сигнализатор включается. Если одновременно замкнуть контакты S3 и S4 при исходном положении контактов S2, дистанционный переключатель также сработает от удвоенного напряжения на конденсаторе C7 и выключит устройство.

Сигнализатор можно собрать и без дистанционного переключателя, использовав для выключения устройства тумблер, расположенный внутри охраняемого помещения. При этом блокировку сигнализатора на срабатывание при входе в помещение производят путем разряда конденсатора C1 с помощью магнитоуправляемых контактов (рис. 1, *г*). Резистор R13 ограничивает ток через контакты и увеличивает время разряда конденсатора C1, что может быть использовано для повышения секретности сброса. Сопротивление этого резистора не должно превышать 51 кОм, в противном случае остаточное напряжение на конденсаторе C1 может превысить напряжение отсечки транзистора VT1, и при замыкании контактов S1—S2 сигнализатор сработает. Резистор R13 может быть и с большим сопротивлением, но для этого необходимо использовать перекидные магнитоуправляемые контакты, блокировку сигнализатора следует собрать согласно схеме рис. 1, *д*.

Повысить секретность сброса сигнализатора можно, применив две или более зарядно-разрядные цепи в узле управления (рис. 1, *е*), использовав при этом один магнит.

Для сброса устройства в этом случае необходимо поочередно замкнуть магнитоуправляемые контакты $S2—S2_1$, которые через резисторы $R13—R13_1$ разрядят конденсаторы $C1—C1_1$.

Если нет микросхемы серии К176, узел генераторов можно собрать на маломощной микросхеме другого типа, например серии К134. При этом ток потребления в ждущем режиме увеличится до 1 мА. Источником напряжения питания устройства должна быть батарея аккумуляторов напряжением 5 В. Схема узла генераторов на микросхеме К134ЛБ1 и узла усиления сигнала тревоги приведена на рис. 1, *з*. Так как входы элементов этой микросхемы низкоомны, резисторы выбраны на меньшее сопротивление, а конденсаторы — на большую емкость. Кроме того, исключены диоды VD2—VD3, предназначенные для установки генераторов в заторможенный режим при открытом транзисторе VT1. Нужная скважность генератора частотной модуляции устанавливается резистором R3, шунтирующим диод VD4. Узел усиления сигнала тревоги отличается лишь параллельным включением головок динамических громкоговорителей B1, B2.

Элементы сигнализатора собраны на печатной плате, расположенной в одном корпусе с головками динамических громкоговорителей и батарей аккумуляторов. Печатную плату удобно изготовить из фольгированного стеклотекстолита, и детали расположить со стороны печатных проводников без сверления отверстий для их выводов. С целью повышения надежности пайки концы выводов элементов, устанавливаемых на печатную плату, следует загнуть Г-образно. Транзистор VT4 располагают на радиаторе, позволяющем рассеивать мощность 3...4 Вт.

Для включения и выключения сигнализатора изготавливают магнитный ключ, состоящий из корпуса, двух магнитов и сердечника из магнито-мягкой стали. Если нет подходящего корпуса, его можно изготовить из заготовок фольгированного стеклотекстолита путем пайки. Если стеклотекстолит толстый, его следует расслоить до толщины 0,5...0,8 мм. Размеры корпуса выбирают исходя из размеров

магнитов и сердечника. Магниты должны обеспечить срабатывание контактов S2—S4 на расстоянии не менее 5 мм. Длина сердечника должна быть равна длине магнита, площадь поперечного сечения — не менее 30 мм ^{2}. Расстояние между каждым магнитом и сердечником около 5...7 мм. Один из вариантов конструкции магнитного ключа показан на рис. 1, *ж*. В корпусе 1 размещены магниты 2 и сердечник 3. С внешней стороны корпуса расположено крепежное кольцо 4.

Магнитоуправляемые контакты S2—4 помещают в таком же корпусе, как и магнитный ключ. На месте магнитов располагают контакты S3 и S4, на месте сердечника — контакты S2. При правильном поднесении ключа на расстояние 5 мм к контактам S2—S4 устройство должно надежно выключаться. Для включения сигнализатора к месту расположения контактов S2 подносят один из магнитов ключа на расстояние не менее 5 мм.

Повысить секретность выключения устройства можно с помощью контактов S3, S4, чувствительность которых к магнитному полю одинакова или меньше по сравнению с контактами S2, и одинаковым расположением их в корпусе. Расположение возле контактов стальных сердечников или надевание на их корпус стальных колец не позволяет равномерно уменьшить чувствительность на срабатывание и отпускание. Секретность выключения можно повысить и увеличив число последовательно соединенных контактов, расположенных перпендикулярно друг другу.

При отсутствии размыкающих магнитоуправляющих контактов S1 можно применить замыкающие. Для этого рядом с такими контактами помещают магнит, от поля которого они в исходном положении замкнуты. На дверной раме с внутренней стороны устанавливают контакты с магнитом, на двери — стальную пластину, которая при закрытой двери плотно прижимается к магниту или входит в зазор между магнитом и контактами. При этом поле магнита шунтируется и контакты размыкаются.

Контакты S1 помещают в корпус. Временную фиксацию положения контактов в корпусе можно сделать пластилином. Для надежной работы сигнализатора в корпусы контактов и магнитного ключа заливают эпоксидный компаунд.

Контакты S1 закрепляют на внутренней части дверной рамы, а возле них на двери — магнит. Корпус с контактами S2—S4 располагают с внешней стороны дверной рамы в скрытом месте. При необходимости датчики устанавливают также на окна, при этом контакты датчиков в ждущем режиме должны быть разомкнуты, при разбивании стекла или съеме оконной рамы они замыкаются. Оконные датчики подключают параллельно контактам S1. Один из вариантов конструкции оконного датчика приведен на рис. 1, *и*. К металлической пружинной пластине *1* припаян Г-образный металлический штырь, конец которого упирается в оконное стекло 3, закрепленное в раме 4. Штырь проходит через отверстие в пластине 2 и касается нижней (по рисунку) части при неустановленном датчике. Пластины изолированы между собой и от оконной коробки 5 изоляционными прокладками 7. Датчик закреплен на оконной коробке шурупом 6, который изолирован от пластин с помощью шайбы и полихлорвиниловой трубки (на рисунке не показаны). К пластинам припаяны провода 8 датчика.

В сигнализаторе элементом VD4 может быть германиевый диод серии Д9, VD12 маломощный кремниевый диод с обратным напряжением не менее 400 В (Д226Б или КД105Б). Другие диоды в устройстве — кремниевые любого типа. При напряжении питания от батареи аккумуляторов 9 и 5 В выбираются стабилитроны

типов Д814Г и КС156А соответственно. Транзистор VT1 выбирается типа КП302А(Б) и КП303В (при напряжении питания 5 В — серии КП303), VT2— кремниевый маломощный транзистор любого типа, транзисторы VT3— из серий КТ603, КТ608, VT4— из серий КТ815, КТ817. Дистанционный переключатель К1— на рабочее напряжение 9...12 В, например РПС20; паспорт РС4.521.752. Магнитоуправляющие контакты — КЭМ-2А, КЭМ-3А, головки динамических громкоговорителей мощностью 2 Вт каждая с сопротивлением катушки 4,5...5 Ом. Остальные элементы устройства могут быть любого типа.

Налаживание устройства начинают с узла управления. Сначала проверяют срабатывание дистанционного переключателя при поднесении магнитного ключа к контактам S2—S4. Затем размыкают и через 1 мин замыкают контакты S1. При этом генераторы должны установиться в рабочий режим и головки динамических громкоговорителей будут воспроизводить частотно-модулированный сигнал тревоги. Частоту модуляции можно изменять подбором конденсатора С3, частоту тона — конденсатора С5, глубину модуляции — резистора R9, длительность подачи сигнала тревоги — резистора R3, время выхода устройства в режим охраны — резистора R2.

Сигнализатор для охраны автомобилей можно собрать по схеме, приведенной на рис. 2, *а*. Устройство подает прерывистый сигнал тревоги немедленно — при открывании капота двигателя или крышки багажника и с задержкой 10...12 с — при открывании двери или изменении наклона автомобиля. Сигнал тревоги подается примерно 30 с с частотой прерывания около 2 Гц, после чего при исходном положении датчиков сигнализатор устанавливается в ждущий режим, а при сработавшем датчике — в режим блокировки. Источниками напряжения питания устройства служит батарея аккумуляторов напряжением 9...15 В, в ждущем режиме устройство потребляет ток не более 0,5 мА. При напряжении на батарее аккумуляторов менее 9 В сигнализатор не потребляет ток и не включает звуковой сигнал тревоги при срабатывании датчика. Этим исключается полный разряд аккумулятора, который может привести к выходу его из строя.

Сигнализатор содержит датчики S1—S3, узел управления на транзисторе VT3 и конденсаторах С1—С4, узел выключения при понижении напряжения питания на транзисторе VT11, узел генератора (мультивибратора) на транзисторах VT1, VT2, усилитель мощности на транзисторах VT1, VT2 и выходной ключ на тринисторе VS1.

При включении сигнализатора с помощью переключателя S4 транзисторы VT3, VT4 открываются, VT1, VT2, VT5, VT6 и тринистор VS1 закрыты. Конденсатор С1 через резистор R1 заряжается до напряжения батареи аккумуляторов. Время заряда (около 20 с) достаточно для включения сигнализатора и выхода из автомобиля без подачи звукового сигнала тревоги при срабатывании датчиков S1, S2. Конденсатор С4 через резисторы R5, R6 заряжается за время менее 1 с, после этого устройство от датчика S3 может включить сигнал тревоги.

При замыкании контактов датчика S1 или S2 положительный вывод конденсатора С1 соединяется с общим проводом устройства, и на его отрицательном выводе образуется импульс напряжения разряда, которым через диод VD2 заряжается конденсатор С2. Так как конденсатор С2 через резистор R4 соединен с конденсатором С3, то последний тоже заряжается. Через 10...15 с напряжение на конденсаторе С3 увеличивается до напряжения отсечки транзистора VT3, и он закрывается. Эта

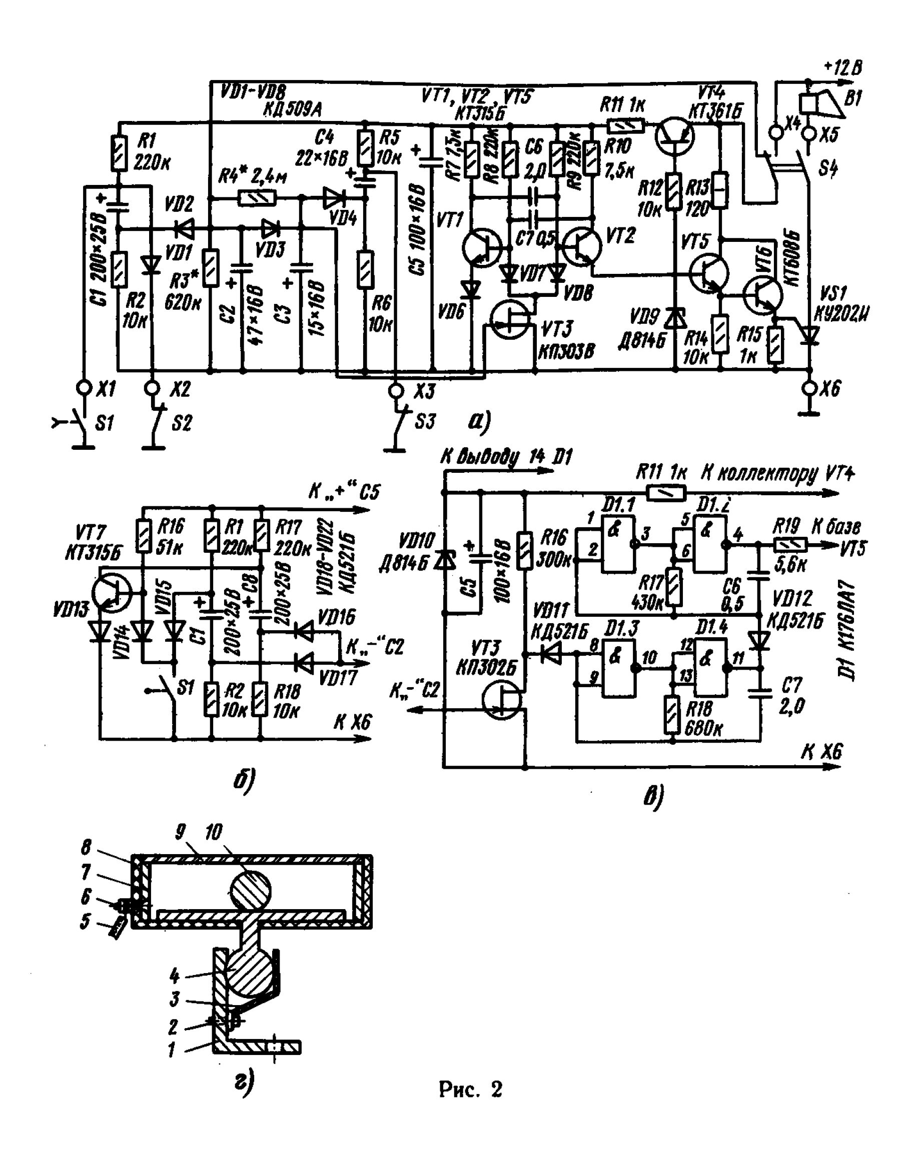


Рис. 2

задержка предназначена для открывания двери автомобиля и выключения сигнализатора без подачи сигнала тревоги. Конденсатор C2 разряжается через резистор R3. При замыкании контактов датчика S3 отрицательный импульс напряжения разряда конденсатора C4 через диод VD4 поступает также на конденсатор C3 и сразу же заряжает его до напряжения, превышающего напряжение отсечки транзистора VT3, вследствие чего этот транзистор закрывается. Разряд конденсатора C3 происходит через диод VD3 и резистор R3.

После закрывания транзистора мультивибратор устанавливается в рабочий режим. Скважность выходных импульсов мультивибратора выбрана примерно 4 (что определяется емкостью конденсаторов C6, C7) — это позволяет уменьшить ток потребления от батареи аккумуляторов при подаче сигнала тревоги. При работе мультивибратора периодически открывается транзистор VT2, что приводит к открыванию транзисторов VT5, VT6 и тринистора VS1 и подаче напряжения от батареи аккумуляторов на устройство подачи звукового сигнала B1. После разряда конденсатора C3 до напряжения отсечки транзистора VT9 он открывается, мультивибратор устанавливается в заторможенный режим, и подача сигнала тревоги прекращается.

При напряжении на батареи аккумуляторов, превышающем напряжение стабилизации стабилитрона VD9, ток, проходящий через базу и резистор R12, открывает транзистор VT4. Напряжение от батареи аккумуляторов через открытый транзистор и резистор R11 поступает на мультивибратор и узел управления. При пониженном напряжении на батарее аккумуляторов транзистор VT4 закрыт, мультивибратор и узел управления из-за отсутствия питающего напряжения не могут установиться в рабочий режим, и сигнал тревоги при срабатывании датчика не подается. В таком режиме устройство не потребляет ток, так как все транзисторы и стабилитрон VD9 закрыты.

Резистор R11 и конденсатор C5 служат для фильтрации помех, возникающих на батарее аккумуляторов при включении устройства подачи звукового сигнала. Для быстрой подготовки сигнализатора к следующему включению после его выключения без подачи сигнала тревоги используется цепь разряда конденсатора C2 через замкнутые контакты переключателя S4, резистор R13, коллектор — база транзистора VT6 и резистор R14.

Узел управления сигнализатора может выполнить таким образом, что сигнал тревоги будет включаться как при замыкании, так и при размыкании контактов датчика S1 (рис. 2, *б*), что повысит надежность охраны. При разомкнутых контактах S1 через резисторы R1 и R2 конденсатор C1 заряжен до напряжения источника питания, конденсатор C8 разряжен, так как транзистор VT7 открыт. При замыкании контактов S1 заряжается конденсатор C2 от конденсатора C1 через диод VD17, а база транзистора VT7— через диод VD14 оказывается соединенной с общим проводом устройства. Транзистор VT7 закрывается, и конденсатор C8 через резисторы R17, R18 заряжается до напряжения источника питания. При замыкании контактов S1 транзистор VT7 открывается, а заряд конденсатора C2 происходит от конденсатора C8 через диод VD21. Диод VD13 предназначен для установки режима, при котором транзистор VT17 полностью закрыт, если контакты датчика S1 замкнуты.

Узел управления сигнализатора можно также собрать по одному из вариантов схемы, приведенных на рис. 1, *а* — 1, *е*, при этом датчики S1—S3 соединяют параллельно. Сигнализатор подает сигнал тревоги сразу же при срабатывании любого датчика S1—S3. В случае применения дистанционного переключателя используют только правые (по схеме) контакты переключателя S4 для аварийного выключения сигнала тревоги. Вместо левых (по схеме) контактов переключателя S4 используют перекидные контакты дистанционного переключателя.

Мультивибратор сигнализатора можно собрать без транзисторов, используя маломощную микросхему. При этом ток потребления устройства в ждущем режиме увеличится до 2...3 мА вследствие применения стабилизатора для питания микро-

схемы. Применение двух мультивибраторов с разной частотой переключения позволяет получить прерывистый сигнал тревоги с интервальными промежутками. Схема узла генератора с двумя мультивибраторами на микросхеме К176ЛА7 приведена на рис. 2, *в*. При открытом транзисторе VT3 мультивибратор на элементах D1.3, D1.4 заторможен через диод VD11. Заторможен также мультивибратор на элементах D1.1, D1.2 через диод VD12, так как на выходе элемента D1.4 установлено напряжение низкого уровня. С выхода элемента D1.2 на базу транзистора VT5 усилителя мощности поступает напряжение низкого уровня и транзисторы VT5, VT6 и тринистор VS1 закрыты. При закрывании транзистора VT3 мультивибратор на элементах D1.3, D1.4, устанавливается в рабочий режим. Частота переключений этого мультивибратора около 0,5 Гц, что в несколько раз меньше частоты переключений мультивибратора на элементах D1.1, D1.2. При напряжении высокого уровня на выходе элемента D1.4 мультивибратор на элементах D1.1, D1.2 несколько раз переключается, подавая управляющие сигналы для открывания транзисторов VT5, VT6 и тринистора VS1. В это время воспроизводится прерывистый сигнал тревоги. Когда на выходе элемента D1.4 устанавливается напряжение высокого уровня, мультивибратор на элементах D1.1, D1.4 затормаживается, образуя интервал в подаче сигнала тревоги. Если применить только один мультивибратор на элементах D1.1, D1.2, выводы 1,2 элемента D1.1 следует соединить со стоком транзистора VT3 через диод. В этом случае сигнал тревоги будет прерывистым, но без сколь-либо длительных временных промежутков.

Узел генераторов можно собрать и на маломощной микросхеме, например типа К134ЛБ1, как это показано на рис. 1, *з* (элементы D1.1, D1.2). При этом сопротивление резистора R11 (рис. 2, *в*) должно быть примерно в 2 раза меньшим, а стабилитрон VD10 используют типа КС147А. Ток потребления в ждущем режиме такого сигнализатора увеличится до 5...6 мА.

Элементы сигнализатора располагают на печатной плате, помещенной в пластмассовый корпус. Корпус легко изготовить из фольгированного стеклотекстолита толщиной 2...2,5 мм. Для этого делают заготовки, торцы которых со стороны, не покрытой фольгированным проводником, спиливают под углом 45°. Затем фольгированный проводник по краям заготовок очищают от окиси и, приложив заготовки одна к другой в соответствии с формой будущего корпуса, пропаивают места стыков.

Датчик S1 предназначен для срабатывания сигнализатора при изменении наклона автомобиля. Один из вариантов конструкции датчика наклона показан на рис. 2, *г*. На установочной планке 1 винтами 2 закреплена пластинчатая пружина 3, прижимающая шарнир 4 металлического диска к установочной планке. Диск помещен в пластмассовый корпус 8 и нижней частью приклеен к нему. Верхняя сторона диска имеет конусность 1°— по краям он толще, чем в центре. Внутри корпуса возле боковой стенки расположено металлическое кольцо 7, внутренний диаметр которого больше диска. К нижней части кольца винтом 6 прикреплен провод 5. На диске находится металлический шарик 10. Корпус датчика закрыт крышкой 9 из органического стекла.

После остановки автомобиля датчик устанавливают в горизонтальное положение, при котором шарик оказывается расположенным в центре диска. При изменении наклона автомобиля более чем на 1 ° шарик перемещается к стенке корпуса и замыкает электрическую цепь между кольцом и диском, т. е. соединяет диск с

корпусом автомобиля. В сигнализаторе могут быть использованы и другие конструкции датчиков наклона, контакты которых в ждущем режиме находятся в разомкнутом положении.

Датчиками S2, S3 служат кнопки. Контакты кнопки S2 замыкаются при открывании двери автомобиля, S3 (установлены две параллельно подключенные кнопки) — при открывании крышки багажника или капота двигателя. Кнопки могут быть любого типа, в том числе и магнитоуправляемые.

Для сигнализатора пригодны любые кремниевые маломощные диоды, например серии КД512, Д220. Транзистор VT3 — серии КП303 с напряжением отсечки не менее 2 В или КП302 (А или Б) для сигнализатора с мультивибратором на транзисторах или микросхеме серии К176, VT4 — серии КТ361, КТ203, VT1, VT2, VT5— серии КТ312, КТ315, КТ306, VT6— серии КТ603, КТ608, тринисторы VS1— серии КУ202 на прямое максимальное напряжение не менее 100 В. Переключатель S4 типа ТП1-2. Резисторы и конденсаторы могут быть любого типа.

Налаживание сигнализатора начинают с проверки правильности монтажа. На время налаживания устройство подачи звукового сигнала В1 можно заменить слаботочным реле с рабочим напряжением обмотки 9...15 В, например РЭС-10, паспорт РС4.524.303. Для получения звукового сигнала необходимо параллельно обмотке реле подключить конденсатор емкостью 20...30 мкФ и последовательно соединить ее с размыкающими контактами. Можно использовать также звонок на постоянное напряжение 12 В.

Сигнализатор подключают к источнику постоянного тока, напряжение которого можно изменять в пределах 8...16 В. Если напряжение на выводах коллектор-эмиттер транзистора VT4 превышает 1 В, резистор R12 должен иметь меньшее сопротивление. При закрытом транзисторе VT3 мультивибратор должен надежно переключаться, а тринистор VS1 открываться. При необходимости ток управления тринистора можно увеличить, применив резистор R13 с меньшим сопротивлением. Задержку включения сигнала тревоги после срабатывания датчика S1 можно изменить подбором сопротивления резистора R4, длительность подачи сигнала тревоги — резистора R3, задержку на установку сигнализатора в ждущий режим после включения — резистора R1, длительность импульсов мультивибратора — подбором емкости конденсаторов С6 и С7.

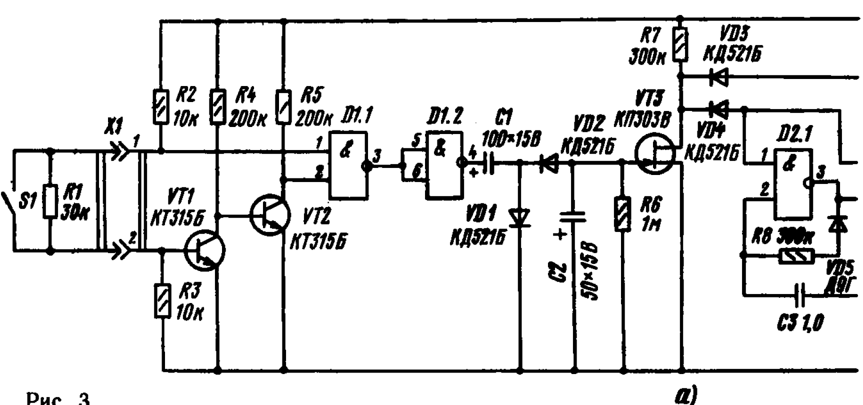


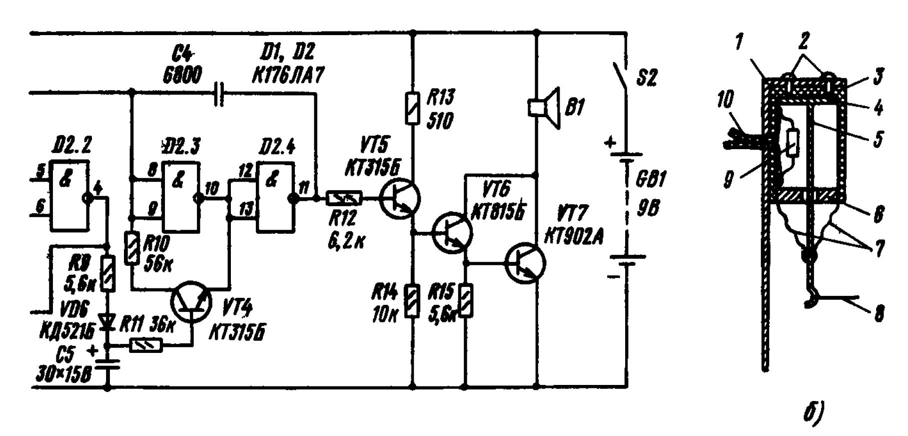
Рис. 3

Сигнализатор, принципиальная схема которого приведена на рис. 3. *а*, предназначен для подачи звукового сигнала тревоги при попытке проникновения постороннего лица на охраняемую территорию, например на приусадебный участок Сигнал тревоги подобен звуку сирены. Мощность сигнала около 5 Вт, длительность подачи 1 мин. Источником напряжения питания устройства служит батарея аккумуляторов напряжением 9 В. В ждущем режиме устройство потребляет ток около 1 мА.

Сигнализатор содержит датчик S1, подключенный через охраняемую линию связи к разъему X1, узел управления на транзисторах VT1, VT2, VT3 и элементах D1.1, D1.2, узел генераторов на транзисторе VT4 и элементах D2.1, D2.2, D2.3, D2.4, усилитель мощности на транзисторах VT5—VT7 и батарею аккумуляторов GB1.

В ждущем режиме контакты S1 датчика разомкнуты. Ток, проходящий по цепи R2, X1.1, R1, X1.2, переход база — эмиттер, удерживает транзистор VT1 в открытом состоянии. Транзистор VT2 при этом закрыт. С выхода элемента D1.1 на вход D1.2 поступает напряжение низкого уровня; и на выходе D1.2 установлено напряжение высокого уровня. Конденсатор C1 заряжен через элемент D1.2 и диод VD1 до напряжения высокого уровня. Конденсатор C2 разряжен, и транзистор VT3 открыт. Генератор модуляции на элементах D2.1, D2.2 заторможен через диоды VD4, генератор тона на элементах D2.3, D2.4 и транзисторе VT4—через диод VD3. С выхода элемента D2.4 на базу транзистора VT5 поступает напряжение низкого уровня, и транзисторы VT5—VT7 закрыты.

При замыкании контактов датчика или замыкании проводов линии связи на вывод 1 элемента D1.1 поступает низкий уровень сигнала, и на выходе элемента D1.2 устанавливается напряжение низкого уровня. При этом импульсом разряда конденсатора C1 через диод VD2 заряжается отрицательным напряжением конденсатор C2, и транзистор VT3 закрывается. Генераторы устанавливаются в рабочий режим, подавая сигналы на усилитель мощности (работа генераторов рассматривалась при описании сигнализатора для закрытых помещений, см. рис. 1, *а*). Конденсатор C2 разряжается через резистор R6. При разрыве провода линии связи закрывается транзистор VT1, что приводит к закрыванию транзистора VT2. В этом случае сигнализатор срабатывает таким же образом, как и при замыкании контактов датчика.



Узел генераторов можно собрать на маломощной микросхеме, например типа К134ЛБ1, в соответствии с рис. 1, *з*. При этом сопротивления резисторов R4 и R5 должны быть 50...60 кОм, резистора R12—200...300 Ом, надо также установить дополнительный резистор сопротивлением 2...2,2 кОм между выходом элемента D1.2 и плюсом источника напряжения питания.

Можно сделать сигнализатор для одновременной охраны как приусадебного участка, так и закрытого помещения. Для этого к устройству, собранному по схеме рис. 3, *а*, необходимо добавить узел управления, выполненный по одному из вариантов схемы рис. 1.

Конструкция датчика охраны приусадебного участка показана на рис. 3, *б*. К металлической установочной планке 1 винтами 2 прикреплен стакан 3 из изоляционного материала. К стакану приклеен металлический диск 4, жестко соединенный с пружинным металлическим штырем 5, нижняя часть которого изогнута дугообразно. В нижней части (по рисунку) стакана расположено металлическое кольцо 6.

Когда датчик установлен, штырь касается кольца со стороны установочной планки. Один вывод резистора 9 соединен с диском, другой — с кольцом. К выводам резистора припаяны провода 10 датчика, они выведены наружу через отверстие в стакане, которое затем герметизируется эпоксидным компаундом. Снизу стакан загерметизирован с помощью тонкой резины 7 (например, от надувного воздушного шарика), которая с одной стороны заложена под кольцо 6, с другой стороны прикреплена с помощью зажима к штырю 5. По периметру охраняемого участка натягивается малозаметная тонкая проволока 8, которая на одном из углов участка надевается на дугообразный конец штыря датчика. Проволоку натягивают так, чтобы штырь удерживался в центре кольца. От прикосновения натяжение проволоки либо увеличится, либо уменьшится, при этом штырь коснется кольца и сработает сигнализатор.

В устройстве можно применить микросхемы серии К176, К134. Транзисторы VT1, VT2, VT4, VT5 кремниевые маломощные — серии КТ315, КТ312, КТ306, VT3— серии КП303, VT6— серии КТ815, КТ817, VT7— серии КТ902, КТ908, диоды кремниевые маломощные — любого типа. Батарея аккумуляторов на номинальный ток разряда не менее 2 А. К остальным элементам особых требований не предъявляется.

При налаживании сигнализатора длительность подачи сигнала тревоги можно изменить подбором сопротивления резистора R6, частоту модуляции — емкости конденсатора С3, глубину модуляции — сопротивления резистора R11, частоту тона — емкости конденсатора С4.

Приложение. **Отечественные аналоги чехословацких приборов**

Чехословацкий прибор	Рекомендуемый для замены отечественный прибор	Чехословацкий прибор	Рекомендуемый для замены отечественный прибор
CA201	Д18	KC509	КТ342В, КТ3012Е, КТ3102Д
CA205	Д18	KF173	КТ339В
KA206	КД509А	KF504	КТ611Г
KA207	КД521А	KF507	КТ517А
KA222	КД509А, КД522А	KF517	КТ3107А
KA501	КД102А, КД102Б	KF630D	КТ920А
KA503	КД102А	KF907	КП350А
KY130/80	Д226Е	KSY21	КТ616Б
KY130/150	Д226Е	KSY62	КТ616Б
KY130/300	Д226	KCY62B	КТ616Б
KY130/900	2Ц102Б, 2Ц102В	KSY611	КТ801Б
KZ140	КС147А	BE555	КР1006ВИ1
KZ260	Д814В	BE556	КР1006ВИ1
KZ723	Д814Г	MAA661	К174УР3
KZZ76	Д814Д	MAA741C	К140УД7
LQ100	АЛ102БМ	MH7400	К155ЛА3
LQ1131	АЛ307АМ, АЛ307БМ	MH7164	КМ555ИР8
LQ1431	АЛ307ДМ—АЛ307ЖМ	MHB4002	К561ЛЕ6
BC177	КТ3107А	MHB4011	К561ЛА7, К176ЛА7
BF258	КТ604Б	MHB4013	К176 ТМ2
KC147	КТ373А, КТ373Б	MHB4015	К561ИР2, К176ИР2
KC148	КТ373А, КТ373Б	MHB4029	К561ИЕ14
KC507	КТ342Б	MHB4046	К564ГГ1
KC508	КТ342Б	MHB4049	К561ЛН2

Содержание

Научно-популярное издание

Массовая радиобиблиотека, Вып. 1169

КОНСТРУКЦИИ СОВЕТСКИХ И ЧЕХОСЛОВАЦКИХ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ

Составители: А. В. Гороховский, В. В. Фролов
Руководитель группы МРБ И. Н. Суслова
Редактор издательства О. В. Воробьева
Художественный редактор Н. С. Шеин
Технический редактор Г. З. Кузнецова
Корректор Н. Л. Жукова

ИБ № 1293

Сдано в набор 16.01.91. Подписано в печать 27.08.91. Формат 60×88 1/16. Бумага офсетная № 2. Гарнитура литературная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 12,74. Усл. кр.-отт. 12,99. Уч.-изд. л. 14,70. Тираж 20 000 экз. Изд. № 21401. Зак. № 853.

Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693.

Московская тип. № 4 Государственной ассоциации предприятий, организаций и объединений полиграфической промышленности «АСПОЛ».
129041 Москва, Б. Переяславская, 46.

УДК 681.846.7

Катушечный стереомагнитофон-приставка. Валентин Лексин и Виктор Лексин. — Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1991., с.—208.

Дается описание электрической части магнитофона, выполненного на базе лентопротяжного механизма приставки «Нота-304». Аппарат обеспечивает качество записи и воспроизведения на уровне требований к аппаратуре первого класса. В магнитофоне имеется шумоподавитель «Долби-Б», предусмотрена возможность подключения головных стереотелефонов.

УДК 621.375

Высококачественный усилитель мощности. Ю. Солнцев. Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1991, с.—208.

Описывается усилитель с высокими динамическими характеристиками. За основу взята схема английского усилителя «Квод-405», являющегося одним из лучших современных устройств подобного назначения.

УДК 681.84.081/083

Трехкомпонентная система звуковоспроизведения. Лаб М.— Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей. 1991, с.— 208.

Описана стереофоническая акустическая система, состоящая из общего для обоих каналов низкочастотного громкоговорителя и двух средне-высокочастотных. Основное достоинство системы — малые габариты при достаточно высоком качестве звуковоспроизведения.

УДК 681.828.34

Секвенсер для электронного музыкального синтезатора. Хорохорин А. — Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1991, с.—208.

В статье описан секвенсер (генератор циклически повторяющегося кода), который, работая совместно с электронным музыкальным синтезатором и звукоусилительным комплексом, способен периодически воспроизводить музыкальную фразу.

УДК 621.396.67

Коллективная антенна для небольших домов. Свобода Й.— Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей. 1991, с.—208.

Рассмотрены принципы построения, описаны самодельные устройства коллективных сетей для приема и разводки по квартирам небольших домов нескольких телевизионных и радиовещательных сигналов диапазона УКВ.

УДК 621.317.725

Среднеквадратичный вольтметр переменного тока. Григорьев Б.— Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1991, с.— 208.

Прибор предназначен для измерения шумовых характеристик магнитофонов и электрофонов. В статье дается описание простого среднеквадратического вольтметра, в котором необходимые преобразования осуществляет пара: лампа накаливания — фоторезистор. Вольтметр имеет встроенный взвешивающий фильтр с кривой А.

УДК 621.373

Функциональный генератор сигналов точной частоты. Кубат Т.— Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1991. с.—208.

Описываемый генератор служит источником точных частот. С его помощью можно получить точные значения частотных характеристик устройств, генератор можно использовать также для определения коэффициента качества селективных цепей и в других случаях, где требуется точная и стабильная частота.

УДК 621.373

Широкодиапазонный генератор сигналов. Долежилек И., Мунзар М. — Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1991, с.—208.

Описывается широкодиапазонный генератор сигналов с амплитудной и частотной модуляцией. Прибор обладает хорошей стабильностью частоты, постоянством выходного напряжения во всем диапазоне частот, ничтожно малым излучением, возможностью амплитудной и частотной модуляции сигнала как от внутреннего, так и от внешних источников.

УДК 621.317.75

Простой осциллограф. Долежилек И., Мунзар М.— Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей. 1991, с.—208.

Осциллограф предназначен для исследования постоянных и переменных сигналов частотой 0...5 МГц. Достоинства прибора — калиброванные чувствительность усилителя вертикального отклонения луча и длительность развертки, позволяющие не только наблюдать сигнал, но и измерить его параметры.

УДК 621.396.61

Аппаратура радиоуправления моделями. Минарек Я.— Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1991, с.—208.

Описывается аппаратура радиоуправления моделями с узкополосной ЧМ.

УДК 62—783.2

Охранные сигнализаторы. Н. Дробница. — Конструкции советских и чехословацких радиолюбителей, 1991, с.—208.

Предлагается описание конструкций трех разновидностей электронных «сторожей»: для автомобиля, квартиры и садового участка или другой открытой территории.

НАШИМ ЧИТАТЕЛЯМ

Издательство «Радио и связь» книги не высылает. Литературу по вопросам радиоэлектроники и радиолюбительства можно приобрести в магазинах научно-технической книги.

Для сведения сообщаем, что по вопросам переделки и усовершенствования конструкций издательство и авторы консультацию не дают. По этим вопросам следует обращаться в письменную радиотехническую консультацию Центрального радиоклуба СССР по адресу: 103012 Москва, К-12, ул. Куйбышева, д. 4/2, пом. 12.

Издательство не имеет возможности оказать помощь в приобретении нужных вам радиотоваров и не располагает сведениями о наличии их в торговых организациях.

Радиотовары по почте высылают Центральная торговая база Посылторга (111126 Москва, Е-126, ул. Авиамоторная, 50) и Московская межреспубликанская база Центросоюза (127471 Москва, Г-471, ул. Рябиновая, 45).

ИЗДАТЕЛЬСТВО «РАДИО И СВЯЗЬ»

В 1992 г. в серии «Массовая радиобиблиотека» выйдут книги:

Белов И. Ф. Справочник по переносным и автомобильным радиоприемникам и магнитолам.—31 л.: ил.—8 р., 200 000 экз.

Приведены основные технические характеристики и краткие описания переносных и автомобильных радиоприемников и кассетных магнитол, выпущенных отечественной промышленностью в 1986—1989 гг. Даны сведения, необходимые для их ремонта и настройки: принципиальные электрические и электромонтажные схемы, режимы работы транзисторов и микросхем, намоточные данные, распайка выводов катушек контуров и трансформаторов.

Для подготовленных радиолюбителей.

Борисов В. Г., Фролов В. В. Измерительная лаборатория начинающего радиолюбителя.—2-е изд., перераб. и доп.—10,5 л.: ил.—3 р., 100 000 экз.

Рассказывается об электрических измерениях, самостоятельном конструировании простых измерительных приборов, необходимых при подборе деталей, монтаже, испытании и налаживании различных радиотехнических устройств и работе с ними. В книге учтены замечания и пожелания, высказанные читателями первого издания (1976 г.): комплект измерительных приборов дополнен частотомером, испытатель транзисторов заменен улучшенным вариантом, усовершенствован сетевой блок питания лаборатории.

Для широкого круга радиолюбителей.

Драбкин А. Л., Коренберг Е. Б. Антенны.—12 л.: ил.—2 р. 40 к., 60 000 экз.

В популярной форме дается общее представление об антенной технике. Основное внимание уделяется физической стороне явлений, электрическим характеристикам и практическому исполнению антенных устройств, в частности антенн для радиолюбителей. Рассматриваются особенности работы антенн различного назначения и для разных диапазонов волн.

Для широкого круга радиолюбителей.

НОВЫЕ КНИГИ